Karl-Heinz Schubert

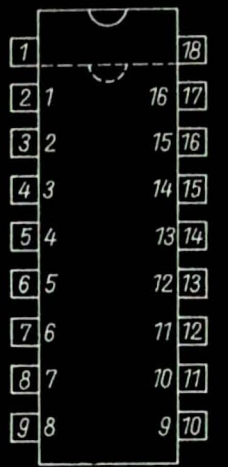
Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateur 1988

RAM-Speicher

$U_{BB} = -5V\ (5N)$

$U_{DD} = +12V\ (12P)$

2164	256	215 225	214 224	202
			A6	
frei	U_{BB}	$\overline{CS}$	A5	A6
DI	DI	A0	A4	A5
$\overline{WE}$	$\overline{WE}$	A1	A3	$\overline{WE}$
$\overline{RAS}$	$\overline{RS}$	A2	A0	A1
A0	A0	A3	A1	A2
A2	A2	A4	A2	A3
A1	A1	D0	$\overline{CS}$	A4
U_{CC}	U_{DD}	U_{SS}	U_{SS}	A0



202	214 224	215 225	256	2164
	U_{CC}			
A7	A7	U_{CC}	U_{SS}	U_{SS}
A8	A8	DI	$\overline{CS}$	$\overline{CAS}$
A9	A9	$\overline{WE}$	D0	D0
$\overline{CS}$	D0	A9	A6	A6
D0	D1	A8	A3	A3
DI	D2	A7	A4	A4
U_{CC}	D3	A6	A5	A5
U_{SS}	$\overline{WE}$	A5	U_{CC}	A7

A0 ... A14 — Adresseneingänge

D0 ... D7 — Daten-Ein/Ausgänge

$\overline{CE}$ — Chipaktivierungseingang

$\overline{OE}$ — Eingabe zur Freigabe der Ausgänge

$\overline{CS}/WE$ — Chipauswahl/Schreibsignal

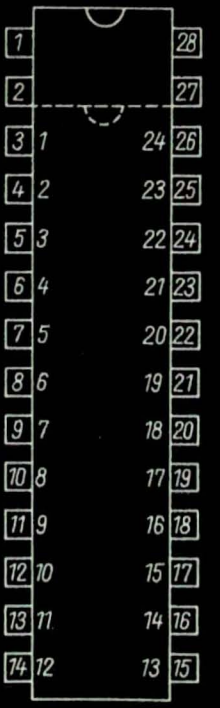
$PR, \overline{PGM}, U_{PR}$ — Programmiereingang

NC — nicht angeschlossen

$\overline{CAS}/\overline{RAS}$ — Spalten/Zeilenadressensteuerung

Festwertspeicher (ROM)

27128	2764	2732	2716	2708 (555)
U_{PR}	U_{PR}			
A12	A12			
A7	A7	A7	A7	A7
A6	A6	A6	A6	A6
A5	A5	A5	A5	A5
A4	A4	A4	A4	A4
A3	A3	A3	A3	A3
A2	A2	A2	A2	A2
A1	A1	A1	A1	A1
A0	A0	A0	A0	A0
D0	D0	D0	D0	D0
D1	D1	D1	D1	D1
D2	D2	D2	D2	D2
U_{SS}	U_{SS}	U_{SS}	U_{SS}	U_{SS}



2708 (555)	2716	2732	2764	27128	27256
			U_{CC}	U_{CC}	U_{CC}
			$\overline{PGM}$	$\overline{PGM}$	A14
U_{CC}	U_{CC}	U_{CC}	NC	A13	A13
A8	A8	A8	A8	A8	A8
A9	A9	A9	A9	A9	A9
U_{BB}	U_{PR}	A11	A11	A11	A11
$\overline{CS}/WE$	$\overline{OE}$	$\overline{OE}/U_{PR}$	$\overline{OE}$	$\overline{OE}$	$\overline{OE}$
U_{DO}	A10	A10	A10	A10	A10
PR	$\overline{CE}$	$\overline{CE}$	$\overline{CE}$	$\overline{CE}$	$\overline{CE}$
D7	D7	D7	D7	D7	D7
D6	D6	D6	D6	D6	D6
D5	D5	D5	D5	D5	D5
D4	D4	D4	D4	D4	D4
D3	D3	D3	D3	D3	D3

Herausgeber: Obering. Karl-Heinz Schubert
Y21XE

Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateur 1988

Militärverlag
der Deutschen Demokratischen
Republik

Schubert, Karl-Heinz:
Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateur 1988. –
Berlin: Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik, 1987. –
288 S.: 264 Bilder – (Jahrbücher)

ISSN 0424-8678
ISBN 3-327-00358-0

1. Auflage, 1987
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) – Berlin, 1987
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Lichtsatz: INTERDRUCK Graphischer Großbetrieb Leipzig – III/18/97
Druck und buchbinderische Weiterverarbeitung:
Karl-Marx-Werk Pößneck V 15/30
Lektor: Wolfgang Stammler
Zeichnungen: Heinz Grothmann
Illustrationen: Harri Förster
Typografie: Ingeburg Zoschke
Redaktionsschluß: 15. Februar 1987
LSV 3535
Bestellnummer: 746 934 0
00780

Inhaltsverzeichnis

Leipziger Frühjahrsmesse 1987
Schlüsseltechnologien bestimmen technischen und sozialen Fortschritt 9
Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE
High Technology – Kampffeld imperialistischer Technologiezentren . 21

Wissenswertes über moderne Technik

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann
Die Anwendung von elektromagnetischen Wellen mit zirkularer Polarisation 30

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann
Opto-Datenplatten für Großrechner und Kleincomputer 41

Dipl.-Ing. Gerd Thiele
Digitale Halbleiterspeicher 53

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann
Neuere Formen der Dateneingabe in EDVA und Kleinrechnern 66

Dipl.-Ing. Gustav Westphal
Neue Übertragungsverfahren im Flugfunk 72

Neue Bauelemente der Elektronik

Dipl.-Ing. Jiři Tomkovic
Neue integrierte Schaltkreise von TESLA/ČSSR 80

Dipl.-Ing. Steffen Würtenberger
Die LS-TTL-Schaltkreise aus dem Kombinat *Mikroelektronik* 89

Dipl.-Ing. Frank Roscher
Erste Bekanntschaft mit *Hall*-Generatoren 100

Moderne Technik für den Funkamateur

Walter Koch
Anspruchsvolles Netzteil für den Amateurfunkempfänger *AFE 12* . . . 110

Ing. Frank Sichla – Y51UO
Für QRP-Sender: Aktives Reflektometer 115

Dr. Walter Rohländer – Y22OH
Kleine QRP-Schule des Kurzwellenamateurs 120

Ing. Olaf Oberrender – Y23RD
Empfangsantennen für Kurzwelle – Starthilfe für den jungen Hörama-
teur 132

Dr. Walter Rohländer – Y22OH
Blick in den Antennenwald 142

Walter Koch
UKW-Dipmeter für 80 bis 325 MHz 153

Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE
Internationale Schaltungsrevue «Amateurfunk» 161

Siegmar Henschel – Y22QN
Selektivfilter für das 2-m-Band 171

Ing. Frank Sichla – Y51UO
Morsetongeneratoren mit integrierten Schaltkreisen 174

Bauanleitungen für Elektroniker

HS-Ing. Wolfgang Kleber
Kombinierter Empfangsumsetzer für AM- und FM-Empfang 178

Gisbert Holz
Mehrkanalpegelprüfer in TTL-Technik 184

Reiner Müller
Dichtemeßgerät für das Fotolabor 188

Wolfgang March – Y23WG
Voltmeter mit *A 277 D* 192

Siegmar Henschel – Y22QN
Breitbandverstärker mit konstantem Eingangswiderstand 196

Walter Koch
Verbessertes Netzteil und Tongenerator für die AG-Arbeit 201

Siegmar Henschel – Y22QN
Verstärkerschaltungen für den Fernsehempfang 208

Ing. Dieter Müller
Elektronische Kfz-Kontrollgeräte mit LED-Anzeige 219

Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE
Schaltungsrevue für den Anfänger 235

Ing. Frank Sichla – Y51UO
Elektronikschaltungen für Spiel, Spaß und Unterhaltung 246

Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

Dipl.-Journ. Harry Radke
Das Haus am Platze

Haus des *Radioklubs der DDR* hatte Jubiläum 264

Oberstleutnant Dipl.-Journ. Klaus König
Computer in der Ausbildung bei der Nationalen Volksarmee 272

MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR 280

Huggy an seine Leser 286

1988

	JANUAR	FEBRUAR	MÄRZ
M	4 11 18 25	1 8 15 22 29	7 14 21 28
D	5 12 19 26	2 9 16 23	1 8 15 22 29
M	6 13 20 27	3 10 17 24	2 9 16 23 30
D	7 14 21 28	4 11 18 25	3 10 17 24 31
F	**1** 8 15 22 29	5 12 19 26	4 11 18 25
S	2 9 16 23 30	6 13 20 27	5 12 19 26
S	**3 10 17 24 31**	**7 14 21 28**	**6 13 20 27**

	APRIL	MAI	JUNI
M	4 11 18 25	2 9 16 **23** 30	6 13 20 27
D	5 12 19 26	3 10 17 24 31	7 14 21 28
M	6 13 20 27	4 11 18 25	1 8 15 22 29
D	7 14 21 28	5 12 19 26	2 9 16 23 30
F	**1** 8 15 22 29	6 13 20 27	3 10 17 24
S	2 9 16 23 30	7 14 21 28	4 11 18 25
S	**3 10 17 24**	**1 8 15 22 29**	**5 12 19 26**

	JULI	AUGUST	SEPTEMBER
M	4 11 18 25	1 8 15 22 29	5 12 19 26
D	5 12 19 26	2 9 16 23 30	6 13 20 27
M	6 13 20 27	3 10 17 24 31	7 14 21 28
D	7 14 21 28	4 11 18 25	1 8 15 22 29
F	1 8 15 22 29	5 12 19 26	2 9 16 23 30
S	2 9 16 23 30	6 13 20 27	3 10 17 24
S	**3 10 17 24 31**	**7 14 21 28**	**4 11 18 25**

	OKTOBER	NOVEMBER	DEZEMBER
M	3 10 17 24 31	7 14 21 28	5 12 19 **26**
D	4 11 18 25	1 8 15 22 29	6 13 20 27
M	5 12 19 26	2 9 16 23 30	7 14 21 28
D	6 13 20 27	3 10 17 24	1 8 15 22 29
F	**7** 14 21 28	4 11 18 25	2 9 16 23 30
S	1 8 15 22 29	5 12 19 26	3 10 17 24 31
S	**2 9 16 23 30**	**6 13 20 27**	**4 11 18 25**

Leipziger Frühjahrsmesse 1987 Schlüsseltechnologien bestimmen technischen und sozialen Fortschritt

Die Beschlüsse des XI. Parteitags der SED leiteten einen qualitativ neuen Abschnitt bei der weiteren Gestaltung der entwickelten sozialistischen Gesellschaft in der DDR ein. Sie beeinflussen tiefgreifend das gesamte Leben des Volkes. Die entstehende Masseninitiative führte im sozialistischen Wettbewerb dazu, daß die übernommenen Verpflichtungen erfüllt und auf wichtigen Gebieten überboten wurden. Deshalb kann man sagen, das Jahr des XI. Parteitags wurde zum Jahr der höchsten Leistungen. Darin spiegelt sich auch das tiefe Vertrauensverhältnis zwischen der Partei der Arbeiterklasse und dem Volk wider.

Dynamik und Effektivität der Volkswirtschaft der DDR wurden auf dem Wege der umfassenden Intensivierung weiter beschleunigt. Es gelang zunehmend, die Vorzüge des Sozialismus mit den Errungenschaften der wissenschaftlich-technischen Revolution zu verbinden, so daß die ökonomische Strategie der SED mit dem Blick auf das Jahr 2000 erfolgreich verwirklicht wird. Von außerordentlicher Bedeutung für das dynamische Wirtschaftswachstum ist ein hohes Tempo bei der Vorbereitung und der Anwendung der Schlüsseltechnologien. Die Mikroelektronik, die moderne Rechentechnik, die computergestützte Konstruktion, Projektierung und Steuerung der Produktion bestimmen immer mehr das Leistungsvermögen der Volkswirtschaft der DDR. Daran beteiligt sind aber auch wichtige Teilgebiete, wie Informatik, flexible automatische Fertigungssysteme, neue Bearbeitungsverfahren und neue Werkstoffe, die Lasertechnik, die Kernenergie und die Biotechnologie.

Wie der Minister für Elektrotechnik und Elektronik, *Felix Meier*, vor der Leipziger Frühjahrsmesse 1987 feststellte, realisierte der Industriebereich 1986 eine über dem Durchschnitt liegende Leistungsentwicklung bei der Verwirklichung der Beschlüsse des XI. Parteitags der SED. Vielfach wurden 2stellige Zuwachsraten erreicht. So stieg die Nettoproduktion, verglichen mit dem Jahr 1985, auf 113,4 % und die Arbeitsproduktivität auf 113,6 %. Der Erneuerungsgrad der Produktion betrug über 33 %. Vor allem bei der Entwicklung, Produktion und breiten Anwendung der Schlüsseltechnologien wurden bedeutende Ergebnisse für die Erhöhung der volkswirtschaftlichen Leistungskraft erzielt.

Durch die Einführung hocheffektiver technologischer Ausrüstungen konnte die mikroelektronische Basis mit neuen Schaltkreisen und Mikro-

prozessoren weiter verbreitert werden. Um 28 % wuchs das Produktionsaufkommen bei monolithisch integrierten Schaltkreisen und um 20 % bei optoelektronischen Bauelementen. Auf das Dreieinhalbfache erhöhte sich die Produktion von Lichtleiterkabeln. Eine große Anzahl der in allen 15 Kombinaten neu in die Produktion übergeleiteten Erzeugnisse sind Spitzenleistungen und entsprechen den Erfordernissen der wissenschaftlich-technischen Revolution.

Das Ausstellungsprofil des Industriebereiches Elektrotechnik und Elektronik war geprägt von moderner elektronischer Rechentechnik und CAD/CAM-Systemen, aktiven und passiven Bauelementen der Mikroelektronik, Erzeugnissen des wissenschaftlichen Gerätebaus, anwenderbezogenen Lösungen zur Prozeßautomatisierung und flexibel automatisierter Fertigungstechnik, Kommunikationssystemen, Erzeugnissen der Elektrotechnik und der medizinischen Elektronik sowie einem breiten Sortiment elektronischer, elektrischer und fotooptischer Konsumgüter. Kunden und Interessenten fanden im Exportangebot viele Neuheiten und ein breites Feld von anwenderbezogenen Rationalisierungs- und Automatisierungslösungen. Das gleiche trifft auf das Gebiet der immateriellen Leistungen und auf das Lizenzangebot zu. Besonderes Augenmerk fand auch die Offerte umfangreicher Software, in der die weitreichenden eigenen Erfahrungen und Erkenntnisse bei der hocheffektiven Anwendung der Schlüsseltechnologien kundenbezogen enthalten sind.

Bauelemente der Mikroelektronik

Mit über 59 000 Werktätigen in 22 Betrieben und Einrichtungen gehört der VEB Kombinat *Mikroelektronik* zu den größten Industriekombinaten der DDR und ist vor allem verantwortlich für die bedarfsdeckende Bereitstellung von mehr als 1 400 Grundtypen aktiver elektronischer Bauelemente für die Anwenderindustrie der DDR und für den Export. Zum vielgestaltigen Produktionsprogramm gehören Mikroprozessorsysteme mit Verarbeitungsbreiten bis 16 bit, Einchipmikrorechner, hochintegrierte Speicherschaltkreise, Analog-Schaltkreise für industrielle und Konsumgüterelektronik, diskrete Bauelemente wie Dioden und Transistoren, optoelektronische Bauelemente und CCD-Sensorschaltkreise, Bauelemente für die Lichtleiternachrichtentechnik, weiterhin modernste Inline-Farbbildröhren, Röntgen- und Spezialröhren. Das Fertigungsprofil des Kombinats bestimmen aber auch Finalerzeugnisse und Konsumgüter wie Uhren, Taschenrechner, Taschenradios und Radio-Wecker-Kombinationen, Schachcomputer, Kleincomputer, Kopiergeräte und auch Heißwasserspeicher mit.

Dem wachsenden Bedarf der Volkswirtschaft Rechnung tragend, realisieren die Forscher, Technologen und Facharbeiter des Kombinats auch 1987 beträchtliche Zuwachsraten in Produktion und Absatz. So wird sich die Nettoproduktion auf nahezu 126 % entwickeln und die gesamte industrielle um mehr als 15 % ansteigen. Bei unipolaren Schaltkreisen zeichnet sich eine Zuwachsrate auf über 150 % ab. Die Lieferungen an den größten und

wichtigsten Außenhandelspartner UdSSR werden um weit mehr als die Hälfte des Volumens des Vorjahrs erhöht.

Die Ergebnisse aus Forschung und Entwicklung des Kombinats sowie die in die Praxis überführten Forschungsergebnisse der Universitäten und Hochschulen und der *Akademie der Wissenschaften der DDR* – sie arbeiten mit mehr als 30 wissenschaftlichen Einrichtungen zusammen – sind darüber hinaus Grundlage für den Export wissenschaftlich-technischer Ergebnisse und die Vergabe von Nutzungsrechten am Know-how und an Patenten der Betriebe des VEB Kombinats *Mikroelektronik* in andere Länder.

Nachfolgend werden neue Schaltkreise und Halbleiterbauelemente des VEB Kombinat *Mikroelektronik* vorgestellt.

CMOS-Logikbaureihe *U 74 HCT XX DK*

Dem internationalen Trend folgend wurde im Stammbetrieb, dem VEB *Mikroelektronik Karl Marx* Erfurt, mit der Entwicklung einer neuen LS-TTL-kompatiblen CMOS-Logikbaureihe begonnen. Die wichtigsten Eigenschaften sind:

- volle Kompatibilität zur internationalen CMOS-Baureihe *74 HCT XX*,
- extrem niedrige Leistungsaufnahme bis etwa 10 MHz,
- hohe Schaltgeschwindigkeit wie etwa LS-TTL-Schaltkreise,
- breiter Betriebsspannungsbereich, 4,5 bis 5,5 V,
- großer Betriebstemperaturbereich, −40 bis +85 °C,
- hohe statische Störsicherheit.

Auf Grund der LS-TTL-kompatiblen technischen Daten dieser Logikbaureihe ist eine direkte Verkopplung mit TTL-Schaltkreisen gegeben. Auch besteht die Möglichkeit des Austauschs gegen funktionsgleiche LS-TTL-Schaltkreise. Das derzeitige Typenspektrum umfaßt:

U 74 HCT 00 DK – 4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen
U 74 HCT 02 DK – 4 NOR-Gatter mit je 2 Eingängen
U 74 HCT 04 DK – 6 Inverter,
U 74 HCT 74 DK – 2 D-Flip-Flop,
U 74 HCT 86 DK – 4 Exklusiv-OR-Gatter mit je 2 Eingängen,
U 74 HCT 138 DK – 1-aus-8-Dekoder/Demultiplexer,
U 74 HCT 242 DK – 4-bit-Bus/Transceiver, invertierend,
U 74 HCT 243 DK – 4-bit-Bus/Transceiver, nicht invertierend,
U 74 HCT 373 DK – 8-bit-Transparentlatch mit Tristate-Ausgängen,
U 74 HCT 533 DK – 8-bit-Transparentlatch mit invertierten Tristate-Ausgängen,
U 74 HCT 374 DK – 8-bit-D-Flip-Flop mit Tristate-Ausgängen,
U 74 HCT 534 DK – 8-bit-D-Flip-Flop mit invertierten Tristate-Ausgängen.

Einchipmikrorechner *U 8611 DC 08/UL 8611 08*

Der *U 8611 DC 08* ist mit 8 bit Verarbeitungsbreite und einer internen ROM-Kapazität von 8 KByte ausgerüstet. Bei der Bondversion *UL 8611 DC 08* ermöglicht ein Batterieanschluß den Datenerhalt sämtlicher Register bei Betriebsspannungswegfall.

- 47 Befehlstypen,
- 4 Ein/Ausgabe-, 124 Mehrzweck-, 16 Status/Steuerregister,

- 32 Ein/Ausgabeleitungen (4 Ports mit je 8 bit),
- Vollduplex-UART,
- 2 programmierbare Zähler/Zeitgeber mit Vorteiler,
- 6 Interrupts aus 8 Interruptquellen,
- externe Adressierung von 120-KByte-Speicherbereich.

Grafik-Display-Controller *U 82720 D*

Das ist ein Steuerschaltkreis für den Einsatz in Mikrorechner angepaßten Rastergrafik- bzw. alphanumerischen Displays. Er ermöglicht den Aufbau hochauflösender grafischer Displays mit dem Prinzip der Bilddarstellung im Rasterdarstellungsverfahren und verfügt über Zeichnungsalgorithmen und einen effektiven Kommandosatz. Das ermöglicht mit geringem Aufwand die Steuersoftware zum Zeichnen grafischer Darstellungen zu erarbeiten.

LCD-Matrixschaltkreis *U 714 P*

Der universelle LCD-Ansteuerschaltkreis ist für alle üblichen regulären Ansteuerverfahren mit bis zu 6 Spannungspegeln geeignet. Er enthält 2 bidirektionale Serien-Parallel-Wandlerblöcke (45 bit und 10 bit) mit getrennt herausgeführten Ein/Ausgängen.

6fach-Analogwertspeicher und D/A-Wandler *U 804 D*

Enthalten sind beide Systeme für 6 Analogfunktionen mit je 6 bit Auflösung. Über einen seriellen Datenkanal, den CBUS, können bis zu 4 parallelbetriebene Schaltkreise adressiert und gesteuert werden.

PLL-Synthesizer *U 1056 D*

Zusammen mit einem diodenabgestimmten Tuner, einem HF-Vorteiler, einem Loop-Filter sowie einer elektronischen Steuereinheit kann mit dem *U 1056 D* ein komplettes Synthesizersystem für HF-Empfänger gebildet werden. Der CMOS-Schaltkreis benötigt Betriebsspannungen von 9 und 5 V, um ihn mit TTL-Signalen ansteuern zu können. Bei einer maximalen Eingangsfrequenz von 4 MHz sind vom Anwender 4 unterschiedliche Frequenzraster programmierbar.

Dynamischer 16-Kbit-RAM *U 256 D*

Der dynamische Schreib/Lesespeicher hat die Organisation 16 384 × 1 bit mit wahlfreiem Zugriff. Durch die zeitmultiplexe Eingabe über 7 Adreßbits konnte der Schaltkreis in einem 16poligen Gehäuse untergebracht werden.

Bauelemente in SMD-Technik

Kleinste Bauelemente in Chipform, reduzierte Leiterplatten und automatische Bestückungstechnik sind die Grundlagen der zukunftsweisenden SMD-Technik (Surface Mounted Devices). Bauelemente in SMD-Technik besitzen geringere geometrische Abmessungen als DIL- oder QIL-Gehäuse, niedrige Induktivitäten und Kapazitäten durch geringe Anschlußlängen und ermöglichen auf Leiterplatten eine beidseitige Bestückung. Aus dem Typenspektrum werden folgende Schaltkreise in SMD-Technik geliefert:

CMOS-Baureihe

V 4001 S – V 4011 S – V 4013 S – V 4023 S – V 4028 S – V 4030 S – V 4042 S – V 4044 S – V 4050 S – V 4066 S – V 4093 S.

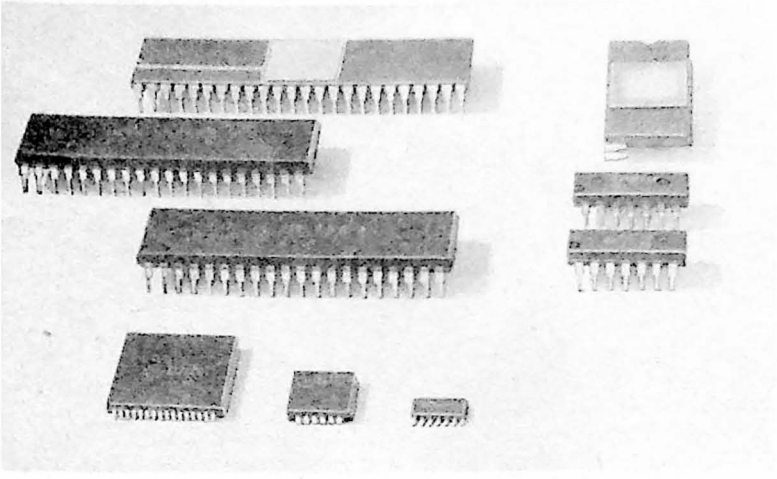


Bild 1 *Moderne Schaltkreise, wie 8- und 16-bit-Mikroprozessor, Einchipmikrorechner, Speicherschaltkreise usw., aus dem VEB Kombinat Mikroelektronik (Foto: RFT-Pressedienst)*

Einchipmikrorechner
UB 8810 P – UB 8811 P – UB 8830 P – UB 8831 P – UC 88 30 P – UC 88 31 P – UB 8860 P – UB 8861 P – UD 88 60 P – UD 8861 P.
Industrielle und Konsumgüterschaltkreise
U 713 P – U 714 P – A 290 S – B 0605 – B 0665 – B 306 S – B 625 S, B 865 S und 9 Typen LS-TTL-Grundgatter der DL-Baureihe. Auch neue Transistoren werden in SMD-Technik hergestellt, die aber auch in der Hybridtechnik eingesetzt werden können.
Si-npn-NF-Leistungstransistoren *SCE 535/537/539*
Si-pnp-NF-Leistungstransistoren *SCE 536/538/540*
Diese komplementären Transistoren werden jeweils gepaart und nach Stromverstärkungsgruppen selektiert geliefert. Die wichtigsten Werte sind:
$U_{CBO} = 45/60/100$ V – $I_C = 1$ A – $P_{tot} = 1$ W.
Si-npn-Epitaxie-Planar-NF-Transistoren *SSE 200/201/202*
Die wichtigsten Werte sind:
$U_{CBO} = 70/100/120$ V – $I_C = 30$ mA – $P_{tot} = 150$ mW.
Neue Analog-Schaltkreise
Stereosteller *A 1524 D* – für Lautstärke, Höhen, Tiefen und Balance, physiologische Lautstärkeregelung, erhebliche Verringerung der externen Beschaltung gegenüber *A 273/274 D.*
Drehzahlregler *B 4211 D* – universell verwendbarer Schaltkreis für Phasenanschnitt-Steuerschaltungen, besonders für Universalmotoren.
4fach-Präzisions-Spannungsquelle *B 584 X* – Chip-Bauelement für den vorzugsweisen Einsatz in hochauflösenden D/A- und A/D-Wandlersystemen.

12fach-Präzisions-Stromquelle *B 7240 X* – Chip-Bauelement für den vorzugsweisen Einsatz in hybriden A/D- und D/A-Wandlersystemen mit Genauigkeiten größer 14 bit Auflösung.
8-bit-D/A-Wandler *C 560 D* – dient der Umsetzung eines 8 bit breiten digitalen Eingangsignals in einen analogen Ausgangsspannungswert (max. Fehler 0,4 % vom Endwert).
12-bit-A/D-Wandler *C 574 C* – enthält Mikroprozessor-Interface, was zur Einsparung von Schaltkreisen und externer Beschaltung führt.
16-bit-Serien-Parallel-Wandler *D 718 D* – kann eine 16-bit-Information zwischenspeichern und besitzt einen seriellen Datenausgang zur Kaskadierung.
Hall-Tasten-Schaltkreise *B 451/452/453 G* – diese magnetisch betätigten, kontaktlosen Schalter haben 2 statische, gleichphasige Ausgänge.
Initiatorschaltkreis *B 306 S* – findet Anwendung für induktive, kapazitive und fotoelektrische Initiatoren, Anschlüsse für Hybrid- oder SMD-Technik ausgelegt.
SLIC-Schaltkreise *B 384/385/386/387 D* – realisieren die Funktionen für den Anschluß von Standardtelefonapparaten an elektronische, digitale Vermittlungszentralen der Orts- und Nebenstellentechnik (SLIC – Teilnehmerleitungsanschlußschaltung).

Neue Leistungstransistoren

SU 311 – *Darlington*-Transistor
Andere Gehäusevariante zum *SU 111*, vorzugsweise für elektronische Batteriezündanlagen von Benzinmotoren, z. B. Motorräder, Bootsmotoren; *TO-218*-Gehäuse, 400 V – 7 A.
SU 386 bis *SU 390* – Leistungsschalttransistor
Andere Gehäusevariante zu *SU 186* bis *SU 190*, geeignet für schnelles und

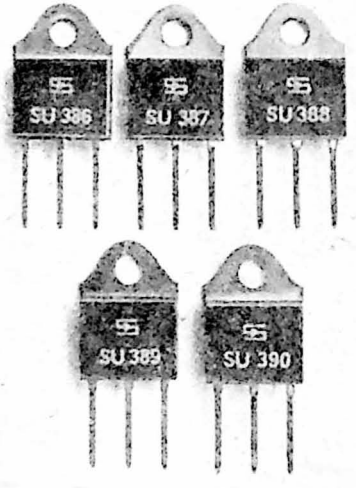


Bild 2
Leistungsschalttransistoren für Sperrspannungen bis 450 V und Kollektorströme bis 10 A, P_{tot} = 150 W (Foto: RFT-Pressedienst)

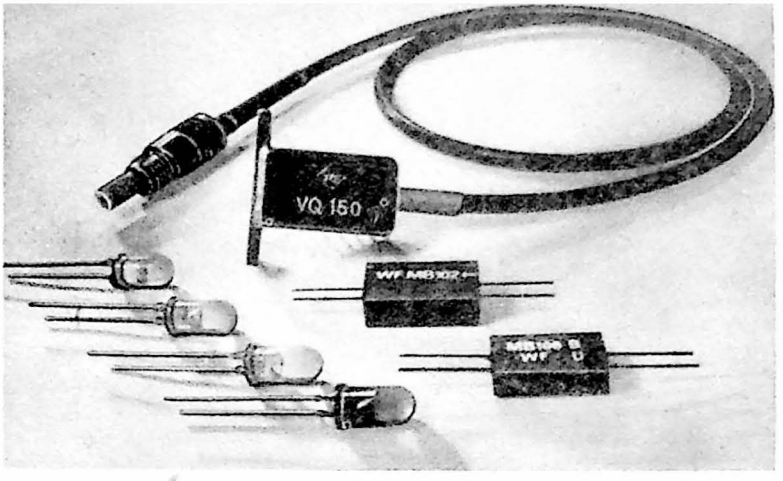


Bild 3 *Neue optoelektronische Bauelemente, u. a. für die Lichtleiternachrichtenübertragung, aus dem Werk für Fernsehelektronik Berlin (Foto: RFT-Pressedienst)*

verlustarmes Schalten, z. B. bei getakteten Stromversorgungen, in Motorsteuerungen und beim Schalten induktiver Lasten; *TO-218-(SOT-93)*-Gehäuse, U_{CEO} = 125/200/250/400/450 V – I_{Csat} 5/8/10/10/8 A.

Neue optoelektronische Bauelemente

Das Lasermodul *VQ 150* (Bild 3 oben) ist für die Lichtleiternachrichtenübertragung über größere Entfernungen vorgesehen, es wandelt digitalisierte Informationsimpulse in modulierte Infrarot-Laserstrahlen um, die in die Glasfaser eingekoppelt werden. Die Übertragungsgeschwindigkeit ist maximal 34 Mbit/s. Mit diesem Lasermodul wird der internationale wissenschaftlich-technische Höchststand mitbestimmt.

Für die Meß-, Steuer- und Regelungstechnik bestimmt, besonders zur Kantenführung, Weg- und Winkelantastung, sind die positionsempfindlichen Fotodiodenchips. *SP 118/119 XM* sind nichtunterteilte Fotodiodenchips, die als Empfänger mit höchster Auflösung für Strahlungsflecke beliebiger Intensitätsverteilung innerhalb der Abmessungen der strahlenempfindlichen Fläche im Dunkel- bzw. Hellfeld verwendet werden. *SP 116/117 XM* und *SP 123/124 XM* sind unterteilte Fotodiodenchips, die zur Lösung von hochpräzisen Positionieraufgaben in kleineren Bereichen mit symmetrischer Intensitätsverteilung des Lichtflecks oder der Hell-Dunkel-Grenze im Strahlengang verwendet werden.

Das Bild 3 zeigt auch den neuen optoelektronischen Koppler *MB 106* mit Galliumarsenid-Lumineszenzdiode als Strahler und einem Silizium-Fototransistor als Empfänger. Links im Bild 3 die neuen Lichtemitterdioden *VQA 102* (Rot) bzw. *VQA 202* (Grün) mit schwach eingefärbter Allplastlinsenverkappung und hohen Lichtstärkewerten.

Neue Geräte

Das batteriebetriebene (6 × *R6*) Multimeter *G-1007.500* der Genauigkeitsklasse 0,5 ist besonders für den Einsatz im Labor, Handwerk, Service und für Heimwerker geeignet. Es hat eine 3½stellige LCD-Anzeige und ist zur Messung von Gleich- und Wechselspannung im Bereich von 100 µV bis 1000 V, von Gleich- und Wechselstrom im Bereich von 100 nA bis 10 A sowie von Widerständen zwischen 100 mΩ und 20 MΩ vorgesehen.

Der neue Schachcomputer *CMC Diamond* hat alle Vorzüge des bekannten *Chess Master*. Ergänzt wurde ein Steckplatz für eine Programmkassette zur Repertoireerweiterung. Die Zugeingabe geschieht wie beim *Chess Master* automatisch über Sensorfelder. Der Speicherbereich verfügt über ein 16-KByte-ROM und ein 3-KByte-RAM. Ein 4stelliges alphanumerisches LED-Display gestattet die Ausgabe der Zeit und der Anzahl der Züge sowie die Anzeige der Stellungsbewertung und des Dialogbetriebs bei Eingabe der Betriebsarten. Über Multifunktionstasten lassen sich Farbwechsel, Stellungsveränderung und Partiewiederholung anwählen. Der Computer erledigt Zugzeitmessung, Summenzeitmessung, Count-down-Zeitmessung und Zugzählung auf Wunsch automatisch. 8 Spielstufen unterschiedlicher Schwierigkeitsgrade, 2 Analysestufen und 4 Mattstufen gestatten anspruchsvolle, dem Niveau des Spielers angepaßte Matchverläufe und Übungen.

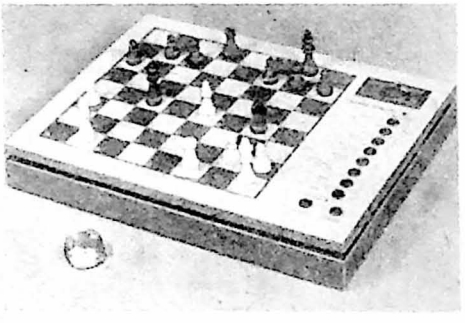


Bild 4
Der neue Schachcomputer «CMC Diamond» mit alphanumerischem LED-Display und Erweiterungssteckplatz (Foto: RFT-Pressedienst)

Der weiterentwickelte Kleincomputer *KC 85/3* enthält nun einen ROM-BASIC-Interpreter und ist durch seine Eigenschaften und sein modernes Konzept sehr vielseitig einsetzbar, z. B.

- als Rechner und Entscheidungshilfe in Konstruktionsabteilungen,
- zur Rationalisierung der Büroarbeit durch Anwendung eines Schreibsystems oder einer Datenbank,
- zur Steuerung von Prozessen im Laborbetrieb,
- als Arbeitshilfsmittel im Hoch- und Fachschulbetrieb und in der Forschung,
- in der Volksbildung als Hilfsmittel zur optimalen Stoffvermittlung,
- im Computersport der GST und in Arbeitsgemeinschaften.

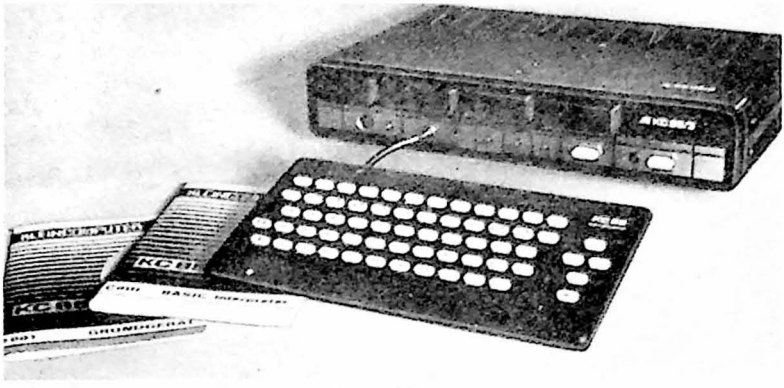


Bild 5 Der neue Kleincomputer «KC 85/3» mit eingebautem ROM-BASIC-Interpreter ist vielseitig einsetzbar (Foto: RFT-Pressedienst)

Rundfunk und Fernsehen

Im Mittelpunkt des Angebots elektronischer Konsumgüter des VEB Kombinat *Rundfunk und Fernsehen* stand eine Reihe neu- und weiterentwickelter Erzeugnisse, die die Kontinuität der RFT-Forschung überzeugend dokumentieren. Dominierend ist eine Anzahl neuer Transistortaschenempfänger, die von mehreren am Konsumgüterprogramm beteiligten Kombinaten entwickelt wurden.

VEB *Stern-Radio* Berlin ist der Produzent des als Souvenier-Gerät anläßlich der 750-Jahr-Feier von Berlin konzipierten UKW-Taschenempfängers *Nante – SR 10.* Dieses Gerät besticht durch seine attraktive Gestaltung, die

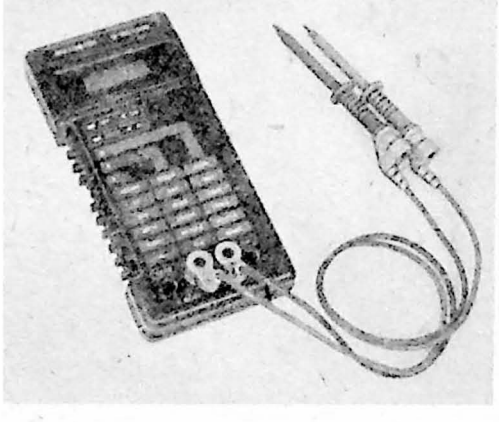


Bild 6
Das abgerüstete Multimeter «G-1007.500» mit 3½stelliger LCD-Anzeige ist auch für den Elektronikamateur als Meßmittel geeignet (Foto: RFT-Pressedienst)

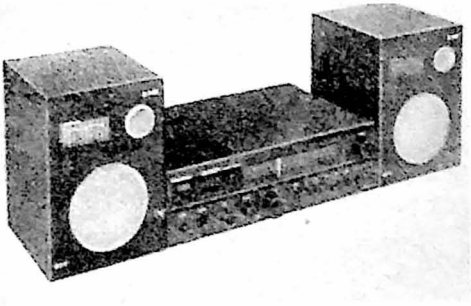


Bild 7
Der Stereoheimempfänger «SR 2401 Clock» hat ein zusätzliches Timermodul zur Zeitanzeige und als programmierbarer Einschalter bzw. Wecker (Foto: RFT-Pressedienst)

Bild 8
Der HiFi-Phonoautomat «PA 1205» ist das Spitzenerzeugnis einer neuen Gerätefamilie aus dem VEB Phonotechnik Pirna/Zittau (Foto: RFT-Pressedienst)

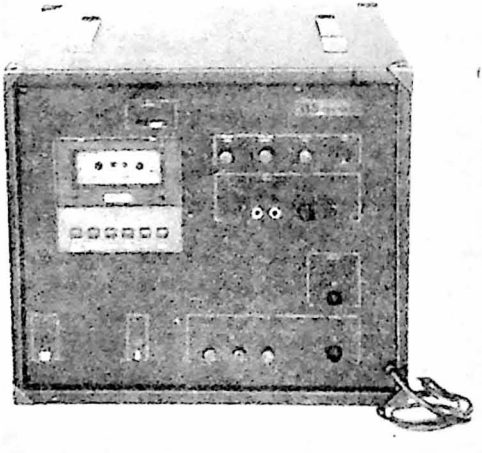


Bild 9
Die Audioanlage «Combi-Box» (2 × 30 VA) mit Mischeinrichtung, Kassettenteil und Lautsprecher kann bei Vorträgen und Lehrveranstaltungen eingesetzt werden (Foto: RFT-Pressedienst)

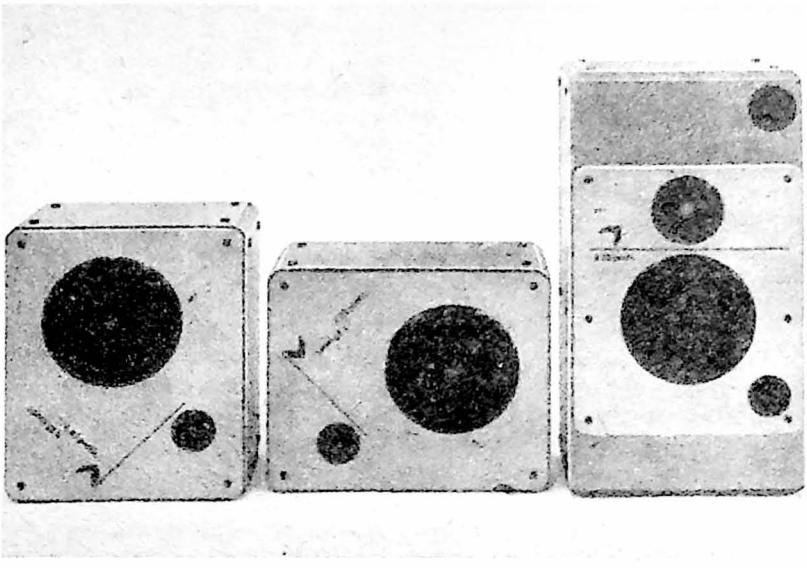


Bild 10 *Mit 50 VA belastbar sind die neuen Baßreflexboxen «K 23» (links und Mitte, 2-Wege-System) und «K 33», wahlweise als 2- oder 3-Wegesystem (Foto: RFT-Pressedienst)*

besonders bei Jugendlichen großen Anklang finden wird. Der Empfänger kann, mit einer ansteckbaren Box versehen, als Tischgerät mit monofoner Wiedergabe oder bei Anschluß des Stereo-Kopfhörers *DMK 85* als Walkman-Gerät betrieben werden. Die Schnur des Kopfhörers wirkt hierbei als Antenne und gewährleistet einen guten Stereorundfunkempfang. Die Stromversorgung ist für 4,5 V ausgelegt.

Als Weiterentwicklung des UKW-TT-Empfängers *LTR 10* ergänzt der *LTR 21* in verbesserter Gestaltung und mit zusätzlichem Mittelwellenbereich das Angebot. Als Nachfolgegerät des MW-Empfängers *G 1000* erscheint mit zusätzlichem Kurzwellenbereich (49-m-Band) und neuer Gestaltung der TT-Empfänger *G 1020*. Durch den VEB *Mikroelektronik Anna Seghers* Neuhaus und den VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) werden weitere TT-Empfänger angeboten. Die Erzeugnisse sind teilweise mit LCD-Quarzuhr bzw. als Kombination mit einem Analog-Quarzwecker gestaltet. Neu ist der TT-Empfänger *TR 2021* mit UKW/MW-Bereich, LED-Abstimmung, Schlummerautomatik und einer Ausgangsleistung von 200 mW.

Als Spitzengerät der neuen hochwertigen Phonogeneration mit Tangentialarm und Direktantrieb wurde durch den VEB *Phonotechnik* Pirna/Zittau erstmals die HiFi-Phonozarge *PA 1205* ausgestellt. Ein Mikrorechner steuert alle Gerätefunktionen, er realisiert auch eine Titelvorwahl. Die Programmierung und die einzelnen Betriebszustände werden auf einem LED-Anzeigedisplay angezeigt. Verwendet wird ein Einchipmikrorechner. Eingebaut sind ein magnetisches Abtastsystem und ein Entzerrerverstärker.

Basisgerät für den Stereoheimempfänger *SR 2401 Clock* ist das Gerät *SR 2400*, wobei zusätzlich ein Timermodul integriert wurde. Dieses Timermodul realisiert folgende zusätzliche Gebrauchswerte:

- beleuchtete LCD-Quarzuhr,
- Sleep-Timer, programmierbar in Minutenschritten,
- je eine programmierbare Einschalt- und Weckzeit,
- Wecken wahlweise mit Radio bzw. Summton über Lautsprecher,
- Wecken bei Stromausfall garantiert.

Für den Einsatz bei Vorträgen und Lehrveranstaltungen vorgesehen ist die Audio-Anlage *Combi-Box*, die Entwicklung basiert auf Baugruppen der HiFi-Komponentenanlage *HMK 100* und des Stereoradiokassettenrekorders *SKR 700*. Kassettenteil und NF-Stereoverstärker (2×30 VA an $4\ \Omega$) sind mit einem Lautsprecher in einem Gehäuse zusammengefaßt. Für Stereobetrieb kann ein zusätzlicher Lautsprecher angeschlossen werden. Der Anschluß externer Signalquellen, die gemischte Wiedergabe und eine Kettenschaltung von mehreren Anlagen sind möglich.

Zusammengestellt von
Obering. K.-H. Schubert

Obering. Karl-Heinz Schubert
– Y21XE

High Technology – Kampffeld imperialistischer Technologiezentren

Was sind Hochtechnologien?

«High Technology» – Hochtechnologie – ist eine wissenschaftsintensive Technologie und damit bestimmend für den wissenschaftlich-technischen Fortschritt der Gegenwart. Nach einer in den USA gebräuchlichen Definition zählen zur Hochtechnologie solche Bereiche, bei denen auf 1 000 Beschäftigte 25 oder mehr Wissenschaftler und Ingenieure in Forschung und Entwicklung entfallen und die Ausgaben für Forschung und Entwicklung mindestens 3,5 % des Nettoumsatzes ausmachen. Eine weitere Definition besagt: «... als Hochtechnologieerzeugnisse werden solche Warengruppen bezeichnet, bei denen der Forschungs- und Entwicklungsaufwand (FuE-Aufwand) 5 % und mehr des Produktionswerts ausmacht.» [1] Zur Hochtechnologie gehören u. a. solche Bereiche wie

- Mikroelektronik,
- Informationstechnologie,
- flexible automatisierte Fertigungssysteme,
- Biotechnologie,
- Werkstofftechnologie,
- Energietechnologie.

Diese Hochtechnologien, bei uns meist Schlüsseltechnologien genannt, gliedern sich in unterschiedliche Teilbereiche, so z. B. bei der Informationstechnologie in

- Daten-/Rechentechnik,
- CAD/CAM-Technik,
- Bürotechnik,
- Nachrichtentechnik, u. a.

Im Bereich der Hochtechnologie haben sich in der kapitalistischen Welt 3 Zentren herausgebildet: USA – Japan – Westeuropa, in denen die technologische Entwicklung im Imperialismus im wesentlichen mit staatsmonopolistischer Hilfe bestimmt wird. Etwa 75 % des Hochtechnologiemarkts im Kapitalismus werden von diesen 3 Technologiezentren beherrscht. Aber diese technologische Entwicklung verläuft nicht im Gleichklang.

«Zwischen den großen Monopolen und den kapitalistischen Ländern, den drei Hauptzentren des modernen Imperialismus, USA, Westeuropa und Japan, tobt eine, wie es bürgerliche Politiker nennen, «gigantische technologische Schlacht». Dabei erweitern sich die wissenschaftlich-technischen Potentiale teilweise beträchtlich. Zugleich türmen sich neue Wider-

sprüche auf, die zu massiven Störungen in der kapitalistischen Weltwirtschaft führen [2].»

Schon *W. I. Lenin* hatte das Gesetz der ungleichmäßigen ökonomischen und politischen Entwicklung der Länder im Stadium des Imperialismus formuliert und dazu festgestellt: «... es gibt zwei Tendenzen: die eine, die ein Bündnis aller Imperialisten unvermeidlich macht, die andere, die die einen Imperialisten den anderen entgegenstellt – zwei Tendenzen, von denen keine auf einer festen Grundlage beruht [3].» Darunter zu verstehen sind die zentripetale Tendenz (Tendenz des Zusammenwirkens) und die zentrifugale Tendenz (Tendenz der Rivalität).

Das Technologiezentrum USA

Vor allem aggressive Kräfte des Militär-Industrie-Komplexes und das Monopolkapital der USA versuchen mit dem Konfrontations- und Hochrüstungskurs das annähernde militärstrategische Gleichgewicht zwischen Sozialismus und Imperialismus zu zerstören und durch Forcierung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts militärische Überlegenheit zu erlangen. So ist besonders im Hinblick auf die «Sternenkriegs-Pläne» (SDI) zu erkennen, daß die USA mit staatsmonopolistischer Unterstützung die Forschung und Entwicklung im Hochtechnologiebereich vor allem einseitig für die Rüstung vorantreiben. Aber waren die USA in den 60er Jahren im technologischen und militärischen Bereich die unangefochtene imperialistische Führungsmacht, so muß sie sich heute, wie der Imperialismus insgesamt, neuen Existenzbedingungen stellen. Diese ergeben sich vor allem aus

- dem veränderten internationalen Kräfteverhältnis,
- der Verschlechterung der Reproduktions- und Wachstumsbedingungen des Imperialismus,
- dem Kampf imperialistischer Länder um ökonomische und politische Vormachtstellung durch staatsmonopolistische Nutzung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts,
- dem Interesse an einer funktionsfähigen Weltwirtschaft angesichts der engen ökonomischen Verflechtung und Abhängigkeit der imperialistischen Technologiezentren,
- dem gegen die aggressivsten Kräfte des Imperialismus gerichteten Kampf zur Sicherung des Friedens und zur Verhinderung eines Nuklearkrieges.

Unangefochten sind die USA die militärische Führungsmacht des Imperialismus, wie auch die Tabelle 1 für die Rüstungsausgaben zeigt. Für 1986 sind Rüstungsausgaben von 285,7 Mrd. Dollar, für 1987 fast 300 Mrd. Dollar vorgesehen. Das entspricht etwa 30 % des USA-Bundeshaushalts. Diese parasitäre Entwicklung trägt wesentlich zur Vertiefung der Disproportionen der amerikanischen Wirtschaft bei. *John Bardeen*, einer der Erfinder des Transistors und Nobelpreisträger von 1956, stellte dazu fest, daß die USA zwar in der Lage sind, diese gewaltigen finanziellen Mittel für das SDI-Programm aufzubringen, aber der Verlust der Köpfe ist für die amerikanische Wirtschaft von unersetzlichem Schaden.

Tabelle 1 Rüstungsausgaben (in Mrd. Dollar)

	USA	Westeuropa (NATO)	Japan
1980	114	108	9,8
1982	196	144	11,2
1984	237	176	12,7

Im politischen, ökonomischen und wissenschaftlich-technischen Bereich sind zwar die USA den beiden anderen Technologiezentren überlegen, aber deutlich schwächer als in früheren Jahren. Den Konfrontations- und Aufrüstungskurs nutzt sie deshalb auch zur politischen Disziplinierung ihrer Rivalen als Garant der «gemeinsamen Sicherheitsinteressen» bei gleichzeitiger aggressiver Außenwirtschaftspolitik mit Hilfe der Leitwährung «Dollar» zur internationalen Umverteilung gewaltiger ökonomischer Ressourcen im Interesse der USA-Monopole. Trotz gewaltiger Fortschritte Japans und Westeuropas im wissenschaftlich-technischen Bereich halten die USA die Führungsrolle. Das vor allem durch die Aufwendungen für Forschung und Entwicklung (1985: USA 107 Mrd. Dollar, Westeuropa 60 Mrd. Dollar, Japan 30 Mrd. Dollar), den wesentlich größeren Eigenmarkt in Amerika, die enge Verknüpfung von Universitäten und Industrie sowie durch rigorose Schritte, um auf administrativem Wege auf die Rivalen einzuwirken (Protektionismus).

Trotzdem haben die USA in einigen Bereichen der Hochtechnologie ihre Vormachtstellung vor allem gegenüber Japan eingebüßt, so in der Stahlindustrie, der Autoindustrie, der Pharmaindustrie, bei der Konsumgüterelektronik u. a. Auch in Teilbereichen der Mikroelektronik, der die USA im Streben nach militärstrategischer Überlegenheit besondere Bedeutung beimessen, hat Japan die USA vom 1. Platz verdrängt.

Das Technologiezentrum Japan

Wenn heute Japan unter den kapitalistischen Technologiezentren den 2. Platz einnimmt, so hat das viele Ursachen. Unter den Rivalen weist Japan eine höhere ökonomische Entwicklungsdynamik auf, die vor allem darauf basiert, daß in enger Verflechtung von Konzernen und Staat zielgerichtet wirkungsvolle Innovationsstrategien entwickelt und durchgesetzt werden. Eine führende Rolle spielte dabei das MITI (Ministry of International Trade and Industry – Ministerium für Internationalen Handel und Industrie), das keine allgemeine Entwicklung der japanischen Industrie anstrebte, sondern vor allem sektorspezifische Förderungsmaßnahmen forcierte. So wurden nacheinander unterschiedliche Industriezweige entwikkelt, bis sie den Rivalen ebenbürtig oder sogar überlegen waren. Das war z. B. der Fall bei der Stahlindustrie, der Textilindustrie, der Autoindustrie,

dem Schiffbau, der Chemieindustrie, der Konsumgüterelektronikindustrie u. a. Gegenwärtig konzentriert man sich vor allem auf die Mikroelektronik, Computertechnik, Robotertechnik, Nachrichtentechnik und Biotechnologie. Künftig zu entwickelnde Industriesektoren sind Flugzeugbau und Raumfahrt, neue Materialien, Computer-Software u. a. Jährlich veröffentlicht das MITI Listen für Forschungsthemen und Produkte, die durch Kredite und Steuerbegünstigungen unterstützt werden. Im Ergebnis einer solchen Technologiepolitik ist Japan heute die zweitstärkste Industrienation in der kapitalistischen Welt.

Aber wenn man vom «technologischen Wunder Japan» spricht, darf man nicht übersehen, daß auch dieses Land mit allen Erscheinungen und Widersprüchen des Kapitalismus behaftet ist. In Fragen von Wissenschaft und Technik ist Japan weiter von den USA abhängig, da Japan nur etwa 25% der FuE-Mittel aufwenden kann, wie sie die USA aufbringen. Nur etwa 10% der Produktion Japans sind seinen Rivalen ebenbürtig bzw. überlegen. Der schwache Binnenmarkt verschräft ständig die Außenmarktabhängigkeit. Japan ist stark abhängig von Importen (Rohstoffe, Energieträger, Nahrungsmittel). Wenig entwickelt sind der Wohnungsbau, die soziale Infrastruktur und die soziale Wohlfahrt. Das alles wird sicher die weitere ökonomische Entwicklungsdynamik abschwächen.

Das Bestreben Japans, entsprechend seiner ökonomischen Stärke auch eine Rolle in der Weltpolitik zu spielen, hat es zum verläßlichsten Bündnispartner des USA-Imperialismus werden lassen, besonders für die Einfügung des asiatisch-pazifischen Raumes in die militärstrategischen Pläne des Pentagon. Andererseits erfordert die weltpolitische Profilierung für Japan auch ein bestimmtes Niveau in den politischen und ökonomischen Beziehungen zu den sozialistischen Staaten.

Das Technologiezentrum Westeuropa

Der Hauptnachteil Westeuropas gegenüber seinen Rivalen besteht vor allem in der uneinheitlichen politischen und ökonomischen Struktur sowie in der Zersplitterung der Wirtschaften und des Binnenmarkts. Dazu kommt ein erheblicher Rückstand im Bereich der Hochtechnologien gegenüber den USA und Japan. Obwohl erhebliche Anstrengungen europäischer Konzerne mit starker staatsmonopolistischer Unterstützung in Milliardenhöhe unternommen werden, hemmen die vorgenannten Gründe das Tempo der Innovationen. Die Europäische Gemeinschaft (EG) versucht zwar Aktivitäten für die politische und ökonomische Entwicklung Westeuropas voranzutreiben, stößt jedoch auf Grenzen durch die Macht- und Profitinteressen zwischen den Mitgliedsländern.

Westeuropa ist von den 3 Rivalen am stärksten mit der Weltwirtschaft verbunden, wie die Zahlen für Warenexport/-import (Tabelle 2) zeigen. Außerdem erkennt man deutlich die Zunahme des Außenhandelsdezifits der USA, das 1986 auf etwa 170 Mrd. Dollar angestiegen ist. In einigen Kennziffern konnte Westeuropa stark aufholen, so in der Pro-Kopf-Kapitalinve-

Tabelle 2 Anteil am kapitalistischen Welthandel (in Mrd. Dollar)

	1960	1970	1980	1985
Warenexport				
USA	20,4	43,2	220,8	213,1
	(26,6 %)	(15,5 %)	(12,2 %)	(12,5 %)
Japan	4,0	19,3	129,8	177,2
	(5,2 %)	(6,9 %)	(7,2 %)	(10,4 %)
Westeuropa	46,6	136,2	796,1	752,1
	(60,8 %)	(48,8 %)	(44,1 %)	(44,0 %)
Warenimport				
USA	15,1	39,9	257,0	361,6
	(19,0 %)	(13,8 %)	(13,9 %)	(20,0 %)
Japan	4,5	18,9	140,5	131,3
	(5,7 %)	(6,5 %)	(7,6 %)	(7,3 %)
Westeuropa	51,9	148,4	898,2	769,8
	(65,4 %)	(51,1 %)	(48,5 %)	(42,6 %)

stition, in der Grundfonds- und Kapitalausstattung sowie im Kapitalexport. Aber insgesamt besteht für Westeuropa in den meisten Bereichen der Hochtechnologie eine starke Abhängigkeit von den USA und Japan. Das trifft in besonderem Maße zu für Großrechner, CAD/CAM-Anlagen, Roboter, Produktionsanlagen für die Halbleiterindustrie und auch für Bauelemente der Mikroelektronik. Das ist auch aus Tabelle 3 zu erkennen. Um Rückstände und Abhängigkeiten abzubauen, entwickelte Westeuropa die wissenschaftsstrategischen Programme ESPRIT und EUREKA, die den wissenschaftlich-technischen Fortschritt in Westeuropa zwar beschleunigen werden, aber aus vielen Gründen kaum den Abstand zu den Rivalen verringern werden.

Tabelle 3 Kapitalistischer Halbleitermarkt

1983	USA	Japan	Westeuropa
Bevölkerung (Mio Einwohner)	234,5	119,3	353,0
Bruttoinlandsprodukt (Mrd. Dollar)	3 275,7	1 156,0	2 895,7
BIP je Einwohner (in Dollar)	13 969	9 693	8 203
Halbleitermarkt (in Mio Dollar)	7 700	5 600	3 200
Anteil am kapitalistischen Weltmarkt (%)	42,3	30,8	17,6
Halbleitermarkt je Einwohner (in Dollar)	32,8	46,9	9,1
Halbleitermarkt je 1 000 Dollar BIP (in Dollar)	2,35	4,85	1,10

Rivalitäten im Mikroelektronikbereich

Wenn es im Bericht des ZK der SED an den XI. Parteitag der SED heißt, daß zwischen den 3 imperialistischen Technologiezentren eine «gigantische technologische Schlacht» tobt, so trifft das auf den Bereich der Mikroelektronik voll zu. Es geht um Spitzenstellungen, um Marktanteile, um bessere Verwertungsbedingungen für das Monopolkapital, die jeder der 3 Rivalen für sich beanspruchen möchte. Mit staatsmonopolistischen Förderprogrammen zivilen und militärischen Charakters werden Forschung, Entwicklung und Produktion im Hochtechnologiebereich vorangetrieben.

Besonders hart umkämpft ist der kapitalistische Halbleitermarkt (Integrierte Schaltkreise und diskrete Bauelemente), da mikroelektronische Bauelemente die wesentliche Voraussetzung zur breiten Durchsetzung der Mikroelektronik sind. Westeuropa ist fast hoffnungslos hinter seinen Rivalen zurückgeblieben. Vom Halbleitervolumen 1984 produzierte Westeuropa nur etwa 8% (USA 61%, Japan 29%). Fast 60% des Eigenbedarfs an ME-Bauelementen muß Westeuropa aus den USA und aus Japan einführen. Die USA sind zwar noch der größte Halbleiterhersteller dem Volumen nach, aber bei strategisch wichtigen Bauelementen wie Mikroprozessoren und Speicherschaltkreisen haben japanische Konzerne die Spitzenposition übernommen. So konnte 1985 der japanische Konzern *Nippon Electric* (NEC) den jahrelangen amerikanischen Marktführer *Texas Instruments* (TI) von der Spitze verdrängen (Tabelle 4). Infolge der entwickelten Innovationsstrategien ist der Bedarf an Speicherschaltkreisen rapide angestiegen. Die japanischen Konzerne hatten sich mit staatsmonopolistischer Unterstützung darauf vorbereitet und mit erheblicher Fertigungsausweitung mit dem 64-Kbit-DRAM und dem 256-Kbit-DRAM fast 90% des USA-Marktes erobert (Tabelle 5 bis Tabelle 8). Mit dem Überangebot durch falsche Be-

Tabelle 4 Die 10 bedeutendsten kapitalistischen Halbleiterhersteller 1985

Rang		Firma	Land	Umsatz Mrd. Dollar	Marktanteil %
1984	1985				
2	1	NEC	Japan	1,95	9,1
1	2	TI	USA	1,83	8,5
3	3	Motorola	USA	1,73	8,0
4	4	Hitachi	Japan	1,69	7,8
5	5	Toshiba	Japan	1,37	6,4
9	6	Philips/ Signetics	Niederlande/ USA	1,04	4,9
7	7	Intel	USA	1,0	4,7
6	8	National Semiconductor	USA	0,985	4,6
8	9	Fujitsu	Japan	0,911	4,2
10	10	Matsushita	Japan	0,870	4,1

Tabelle 5 Kapitalistischer MOS-Speichermarkt

	1980	1984	1985	1986
Gesamt in Mrd. Dollar	2,5	6,5	3,9	5,1
Anteil in %				
USA	74	44	35	–
Japan	24	51	60	+
Westeuropa	2	5	4	–

Tabelle 6 Hersteller von MOS-Speichern 1984

Weltrang-platz	Firma	Land	Umsatz MOS-Speicher in Mio Dollar
1	Hitachi	Japan	897
2	NEC	Japan	713
3	TI	USA	654
4	Fujitsu	Japan	512
5	Toshiba	Japan	396

Tabelle 7 Preise je bit, in Millicent

	1983	1984	1985	1986	1987
64-K-DRAM	6,2	7,4	4,5	3,6	3,3
128-K-DRAM	13,9	9,0	3,1	2,3	1,6
256-K-DRAM	40,6	14,6	2,5	1,7	1,2
512-K-DRAM	–	41,0	16,7	6,6	3,0

Tabelle 8 Umsatzentwicklung nach Speicherarten, in Mio Dollar

	1980	1984	1989
DRAMs	1029	3519	5523
SRAMs	491	1187	1810
EPROMs	529	1192	2069
ROMs	322	467	844
EEPROMs	45	156	695
Andere	45	50	80
Gesamt	2471	6531	11021

darfseinschätzung verfielen innerhalb eines Jahres die Preise der DRAMs, so von 3,5 Dollar auf 70 Cent (64 K) und von 25 Dollar auf 2,5 Dollar (256 K). Inzwischen bieten japanische Konzerne 1-Mbit-DRAMs aus der Serienproduktion an und Muster des 4-Mbit-DRAMs.

Die ursprünglich mit 4 Jahren angesetzte Lebensdauer einer Speichergeneration hat sich damit wesentlich verkürzt, so daß die sehr hohen Investitionskosten für eine leistungsfähige VLSI-Chipherstellung sich kaum amortisieren lassen. Die amerikanische Firma *Intel* schätzt deshalb ein, daß von den 280 amerikanischen Halbleiterfirmen künftig nur noch wenige kapitalkräftige Firmen bestehen bleiben. Die amerikanische Zeitschrift *Business Week* vom 11. März 1985 spricht schon von einer Krise der elektronischen Industrie Amerikas, die einer raschen Erosion auf allen Elektronikmärkten unterliege. So ist das Dezifit der USA im amerikanisch-japanischen Elektronikhandel schon größer als im Automobilhandel.

Der 1985/86 geführte Halbleiterkrieg zwischen USA und Japan, in dem die USA Dumpingverfahren gegen japanische Konzerne und Strafzölle verhängten, wurde durch Einlenken Japans beigelegt. Im Juli 1986 kam es zu einem Halbleiterabkommen, das die Wogen scheinbar glättete, aber die westeuropäischen Rivalen benachteiligte. Und schon ist die nächste, wahrscheinlich umfangreichere Auseinandersetzung vorprogrammiert. Die USA beherrschen etwa 80% des kapitalistischen Computermarkts. Westeuropa versucht dagegen mit dem Programm ESPRIT anzugehen. Weitgesteckter sind die Ziele des MITI und der japanischen Konzerne, die mit einem aufwendigem Programm an der 5. Computergeneration arbeiten. Anfang der 90er Jahre soll ein japanischer Computer fertiggestellt sein, der über eine hohe Intelligenz verfügt, leicht zu nutzen ist, weite Softwarekomponenten hardwaremäßig realisiert und in der Rechenleistung die leistungsfähigsten USA-Modelle um das Zehnfache übertrifft!

Literatur

[1] R. Gündel, Imperialistische Rivalen im «technologischen Krieg», Einheit 42 (1987), Heft 2, Seite 156 bis 161.

[2] Bericht des Zentralkomitees der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands an den XI. Parteitag der SED, Berichterstatter Genosse Erich Honecker, Dietz-Verlag, Berlin 1986, Seite 12.

[3] W. I. Lenin, Werke, Band 27, Seite 363.

[4] A. Schwarz, Staatliche Förderung der Mikroelektronik im Rüstungsbereich der USA, IPW-Berichte 15 (1986), Heft 7, Seite 30 bis 35.

[5] W. Kudrow, Die drei Zentren des Imperialismus – neue Aspekte ihrer widersprüchlichen Beziehungen, Sowjetwissenschaft – Gesellschaftswissenschaftliche Beiträge, 39 (1986), Heft 2, Seite 133 bis 142.

[6] W. Kudrow, Rivalität der drei Zentren des Imperialismus, Sozialismus: Theorie und Praxis (STP), 14 (1986), Heft 11, Seite 103 bis 107.

weiterführende Literatur:

[7] W. D. Hartmann/W. Stock, Japans Wege in den Weltmarkt, Akademieverlag, Berlin 1984.

[8] W. Stock, High Technology und imperiale Strategie der USA, Verlag Die Wirtschaft, Berlin 1985.
[9] H. Hummel, Strategie der Haie, Urania-Verlag, Leipzig – Jena – Berlin 1986.
[10] W. Rügemer, Neue Technik – alte Gesellschaft, Verlag Die Wirtschaft, Berlin 1986.
[11] G. Basler, Bündnis- und Rivalitätsverhältnis USA – Westeuropa, IPW-Forschungshefte, 21 (1986), Heft 3.
[12] Autorenkollektiv, Staatsmonopolistischer Kapitalismus – neue Tendenzen und Widersprüche, IPW-Forschungshefte, 21 (1986), Heft 1.
[13] Autorenkollektiv, Wissenschaftlich-technischer Fortschritt im Imperialismus von heute, Wiss. Zeitschrift der Humboldt-Universität zu Berlin, Gesellschaftswissenschaftliche Reihe, 35 (1986), Heft 2.
[14] D. Klein/G. Krause, Imperialistische Anpassungsstrategien in der Gegenwart als Reaktion auf kapitalistische Krisenprozesse, Wirtschaftswissenschaft, 34 (1986), Heft 7, Seite 1014 bis 1037.
[15] U. Hofmann/V. Kempe, Die 5. Rechnergeneration, Akademie-Verlag, Berlin 1986.

Die Anwendung von elektromagnetischen Wellen mit zirkularer Polarisation

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Die zirkulare Polarisation elektromagnetischer Wellen hat in letzter Zeit an Interesse gewonnen, so daß mehrere Neuerungen benutzt bzw. in ihrer Anwendung erprobt werden. Der folgende Beitrag gibt dazu eine Übersicht.

Einige Grundlagen

Die elektromagnetische Strahlung der Frequenz f kann sowohl als eine elektromagnetische Welle, die sich im freien Raum mit der Lichtgeschwindigkeit c ausbreitet und eine Wellenlänge λ ($\lambda = c/f$) hat, als auch als Quantenstrom der Energie W ($W = h \cdot f$) betrachtet werden. Die Betrachtungsweise als Welle oder Quant ist abhängig von der jeweils vorliegenden Frequenz. Je niedriger die Frequenz ist, um so besser läßt sich die Wellendarstellung anwenden, was auf die nachrichtentechnisch benutzten Frequenzbereiche zutrifft.

Eine elektromagnetische Welle baut sich auf gegenseitig hervorrufenden elektrischen (E-Feld) und magnetischen (H-Feld) Feldern gleicher Frequenz mit einem sinusförmigen Verlauf auf. Es besteht eine Ortsabhängigkeit des Phasenwinkels, wobei sich ein Feldzustand mit einem bestimmten Phasenwinkel mit der Phasengeschwindigkeit (V_{ph}) ausbreitet. Unter Gruppen- oder Signalgeschwindigkeit versteht man die Geschwindigkeit, mit der sich die Phase der Amplitudenfunktion einer modulierten elektromagnetischen Welle ausbreitet. Für die Ausbreitung im freien Raum (Vakuum) sind Gruppen- und Phasengeschwindigkeit gleich und entsprechen der Lichtgeschwindigkeit.

Elektromagnetische Wellen umfassen Frequenzen von Größenordnungen $0 < f < 10^{24}$ Hz, wobei nach oben keine theoretische Grenze besteht. Für den Anwendungsfall der elektromagnetischen Wellen in der Funktechnik interessieren die Bereiche von etwa 10^5 bis 10^{11} Hz. Die Ausbreitung des mit den elektromagnetischen Wellen verbundenen elektromagnetischen Feldes geschieht mit sich im Ausbreitungsraum periodisch mit der Frequenz bzw. Wellenlänge der Wellen ändernden elektrischen und magnetischen Feldstärken. Die Richtungen der elektrischen und magnetischen Feldstärkevektoren stehen senkrecht zueinander und senkrecht zur Wellenausbreitungsrichtung. Im leeren Raum breiten sich elektromagnetische

Wellen kugelförmig von der sie aussendenden Quelle (Antenne) aus, wobei ihre Energie mit dem Quadrat der Entfernung abnimmt. In vielen Fällen genügt es, die elektromagnetischen Wellen als ebene Wellen zu betrachten (Bild 1), d. h. Wellen, bei denen Punkte gleicher Phase auf einer Ebene liegen, die senkrecht zur Ausbreitungsrichtung steht. Das ist besonders in hinreichend großer Entfernung von der Antenne der Fall.

Elektromagnetische Wellen weisen die aus der Optik bekannten Eigenschaften wie Reflexion, Brechung, Beugung und Polarisation auf. Fällt eine elektromagnetische Welle schräg auf die Grenzfläche zweier Medien, so wird ein Teil der Welle reflektiert, der andere Teil dringt in das zweite Medium ein und bildet die gebrochene Welle. Wie in der Optik kann hier eine Brechzahl n (Brechungsindex) benutzt werden, die das Verhältnis der Lichtgeschwindigkeit zur Phasengeschwindigkeit der elektromagnetischen Welle im betreffenden Medium darstellt. Bei der Reflexion verändert sich die Frequenz nicht. Bei der Reflexion am optisch dichteren Medium tritt jedoch ein Phasensprung von 180° auf, am dünneren Medium von 0°.

An den Grenzflächen zwischen 2 Medien wird eine beide Medien durchlaufende Welle gebrochen. Die Welle behält Frequenz und Phase unverändert bei. Trifft die elektromagnetische Welle auf ein Hindernis, so wird sie in Abhängigkeit von ihrer Wellenlänge mehr oder weniger um das Hindernis gebeugt. Je größer die Wellenlänge im Verhältnis zur Größe des Hindernisses ist, um so stärker greift die Welle um das Hindernis herum.

Die Schwingungsebene des elektrischen Feldstärkevektors, d. h., die Richtung des Vektors der elektrischen Feldstärke, einer elektromagnetischen Welle wird als ihre *Polarisationsrichtung (Polarisation)* bezeichnet. Die Polarisationsrichtung des elektrischen Feldstärkevektors einer elektromagnetischen Welle wird bei ihrer Abstrahlung durch die Ausrichtung der Antenne vorgegeben und kann sich in ihrer Richtung auf dem Wege zur Empfangsantenne ändern. Einfluß auf die Polarisation nehmen Reflexionen auf dem Ausbreitungsweg.

Im allgemeinen geht man davon aus, daß die Empfangsantenne eine auf die Polarisation der von der Sendeantenne abgestrahlten elektromagnetischen Wellen ausgelegte Ausrichtung aufweisen sollte. Das trifft auf Wellen im Meterbereich und kürzer zu. Im Kurzwellenbereich ist z. B. die Polarisation noch von untergeordneter Bedeutung, da die ursprüngliche Polarisation durch die unregelmäßigen Reflexionen an der Ionosphäre nur selten erhalten bleibt. Anders sieht es im ungehinderten Ausbreitungsbereich z. B.

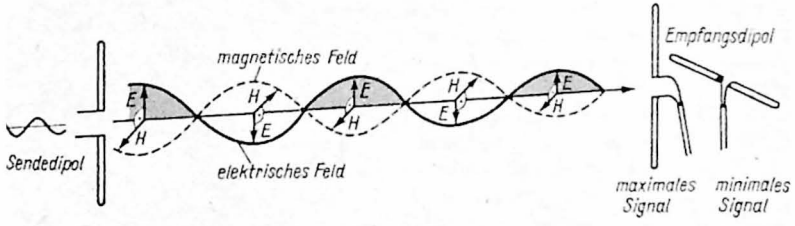


Bild 1 Elektromagnetische Welle mit E- und H-Feldvektoren

von Meterwellen innerhalb der optischen Sicht aus, bei denen Polarisationsdrehungen seltener sind. In diesem Fall ist die Empfangsantenne der Polarisation der zu empfangenden elektromagnetischen Welle anzupassen.

Lineare Polarisation

Schwingt der Endpunkt des Vektors der elektrischen Feldstärke nur auf einer Geraden, so liegt eine *lineare Polarisation* vor, die man unter Bezug auf die Erdoberfläche in *horizontale* und *vertikale* (lineare) Polarisation einteilt (Bild 2). Horizontale und vertikale Polarisation werden vom Hör- und Fernsehrundfunk angewendet. Der UKW-Hörrundfunk benutzt dabei vorzugsweise die horizontale Polarisation, die horizontale oder vertikale Polarisation der Fernsehrundfunk. Verkehrs- und Landfunk sind ebenfalls vertikal polarisiert. Diese beiden Polarisationsarten sind auf die gestreckte Anordnung der am meisten benutzten Antennen (Dipolantennen) zurückzuführen.

Bild 2
Vertikale Polarisation

Bei der Ausbreitung von Meterwellen im bergigen Gelände oder in städtischen Ballungszentren treten mehr oder weniger starke Änderungen der Polarisationsrichtung der elektromagnetischen Welle auf, so daß am Empfangsort keine reine ursprünglich vertikale oder horizontale Polarisation mehr vorliegt. Das Ergebnis ist eine Linearpolarisation mit einem Winkel zwischen 0° (horizontal) und 90° (vertikal). Deshalb richtet man hin und wieder auch die Empfangsdipole mit einer Schräglage (z. B. 45°) aus.

Ein weiterer Gesichtspunkt ist die nicht ideale Strahlungscharakteristik einer Antenne. Eine z. B. vertikal polarisiert ausgestrahlte Welle dürfte von einer horizontal ausgerichteten Empfangsantenne nicht aufgenommen werden. Tatsächlich nimmt die Empfangsantenne jedoch Energie aus der ausgesendeten Strahlung auf, allerdings beträgt die Dämpfung bei diesem Polarisationsunterschied von 90° immerhin 20 dB.

Die Verwendung einer linearen Polarisation hat Beeinträchtigungen zur Folge, zu denen Mehrwegeempfang, zusätzliches Übersprechen bei Stereoempfang, Geisterbilder oder Störungen des Fernsehtonkanals, des Farbträgers und von digitalen Textsignalen (Videotext) gehören und die durch Reflexionen der Senderwellen und ihr Zusammenwirken mit direkteinfallenden Senderwellen verursacht werden.

Zirkulare und elliptische Polarisation

Bei der *zirkularen Polarisation* rotiert der elektrische Feldstärkevektor in der Ebene senkrecht zur Wellenausbreitungsrichtung, d. h., der Feldstärkevektor behält seinen konstanten Betrag bei und verändert nicht seinen Betrag wie bei der linearen Polarisation. Die Rotation geschieht mit konstanter Winkelgeschwindigkeit. Je nach Rotationsrichtung spricht man von *rechts-* oder *linksdrehender* zirkularer Polarisation (Bild 3). Die zirkulare Polarisation kann durch 2 linear polarisierte Wellen erzeugt werden, deren elektrische Feldstärkevektoren räumlich und zeitlich um 90° gegeneinander gedreht sind und gleiche Amplituden haben. Bild 4 zeigt das Prinzip. Der vertikale Dipol erzeugt die Welle E1, während der horizontale Dipol für E2 zuständig ist. Die Speisung der beiden Dipole wird vom gleichen Sender mit einer 90°-Phasenverschiebung vorgenommen, so daß der Gesamtdipol (Kreuzdipol) eine zirkular polarisierte Welle in seiner Symmetrieachse abstrahlt.

Ein Maß für die Güte der zirkularen Polarisation ist das *Polarisationsverhältnis.* Es stellt das Verhältnis von vertikaler zu horizontaler Feldstärke dar und ist bei zirkularer Polarisation gleich 1. Das Axialverhältnis drückt dage-

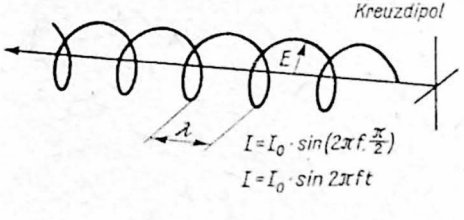


Bild 3
Zirkulare Polarisation

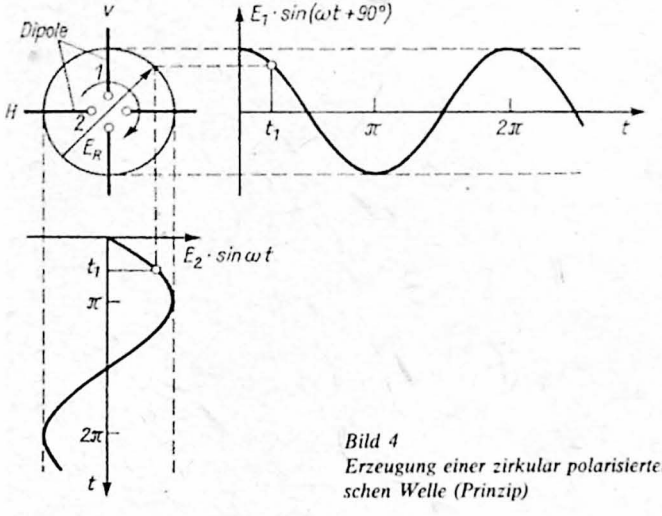


Bild 4
Erzeugung einer zirkular polarisierten elektromagnetischen Welle (Prinzip)

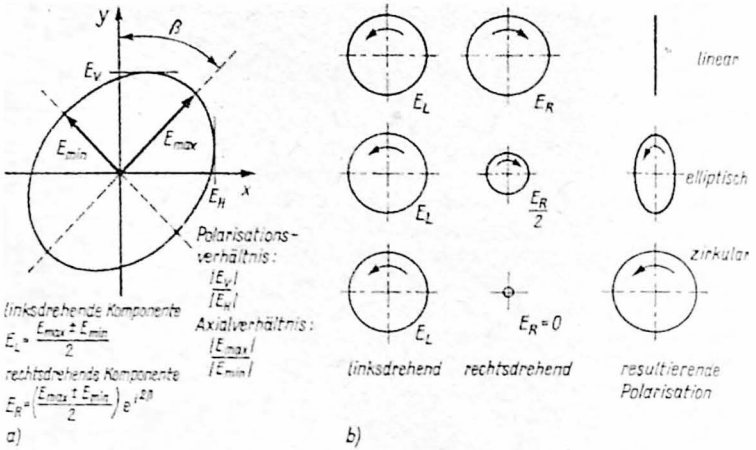


Bild 5 Polarisations- und Axialverhältnis

gen das Verhältnis der beiden Hauptachsen aus (Bild 5). Je nach Phasenlage und Amplitudenverhältnis der beiden Speiseströme für den Kreuzdipol erhält man unterschiedliche Verhältnisse für die sich einstellenden Polarisationen. Zirkulare und lineare Polarisationen bilden den Sonderfall einer allgemeinen elliptischen Polarisation.

Zur Kennzeichnung, ob eine zirkulare oder elliptische Polarisation vorliegt, ist besser das Axialverhältnis geeignet. Es ist bei einer zirkularen Polarisation 1, während es bei der elliptischen Polarisation von 1 abweicht. Das Polarisationsverhältnis dagegen kann z. B. bei einer schräg liegenden Ellipse (s. Bild 5) auch den Wert 1 annehmen, ohne daß eine zirkulare Polarisation vorliegt. Die elliptische Polarisation kann auch als eine Kombination aus 2 sich gegensinnig drehenden zirkular polarisierten Wellen unterschiedlicher Größe aufgefaßt werden.

Eine weitere wichtige Eigenschaft der zirkularen Polarisation ist die Tatsache, daß sich die Drehrichtung des Feldstärkevektors bei einer Reflexion umkehrt, d. h., aus einer linksdrehenden zirkular polarisierten Welle wird eine rechtsdrehende zirkular polarisierte Welle (Bild 6). Die auf die Refle-

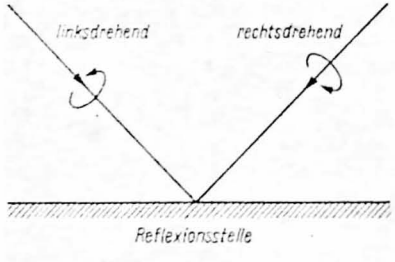


Bild 6
Reflexion einer zirkular polarisierten Welle

xionsebene fallende linksdrehende Welle erzeugt dort einen linksdrehenden Feldstärkevektor, der auch erhalten bleibt, wenn die Welle die Reflexionsebene wieder als reflektierte Welle verläßt. Da sich dabei aber auch die Richtung der Wellenausbreitung umkehrt, ergibt sich eine Umkehr der Drehrichtung relativ zur Ausbreitungsrichtung, obwohl absolut die Drehrichtung beibehalten wurde.

Vorteile bei der Abstrahlung und beim Empfang zirkular polarisierter elektromagnetischer Wellen

Die Ausstrahlung elektromagnetischer Wellen mit zirkularer Polarisation, d.h., die Ausbildung eines elektromagnetischen Feldes mit zirkularer Polarisation hat für das Empfangsgerät Vorteile, die im folgenden überblicksmäßig dargestellt werden sollen:

1) Eine übliche lineare Dipolempfangsantenne stellt in einem Feld mit zirkularer Polarisation unabhängig von ihrer Orientierung einen konstanten Signalpegel zur Verfügung. Damit ist die zirkulare Polarisation kompatibel mit existierenden horizontal oder vertikal orientierten Empfangsantennen. Die linear orientierte Empfangsantenne weist gegenüber der zirkular empfangenden Antenne eine Dämpfung von 3 dB auf. Dieser Wert ist eine deutliche Verbesserung gegenüber 20 dB bei einer um 90° verdrehten linearen Antenne in einem linear polarisierten Feld.
2) Mit einem Feld mit zirkularer Polarisation ist es eher möglich, abgeschirmte Gebiete oder abgeschattete Täler zu versorgen, da sich die zirkulare Polarisation bei den auftretenden Mehrfachreflektionen günstiger als eine lineare Polarisation verhält.
3) Im mobilen Funkbetrieb treten fortwährend sich verändernde Umgebungs- und damit Empfangsbedingungen (unterschiedliche, sich ständig verändernde Reflexion) auf. Hinzu kommen Bewegungen der vorzugsweise vertikal ausgerichteten Empfangsantenne. In diesem Fall stellt die zirkulare Polarisation immer eine auf die augenblickliche Stellung der Antenne angepaßte Feldkomponente bereit, die zu einem störungsärmeren Empfang führt.
   Mobile (lineare) Empfangsantennen geben aus einem zirkular polarisierten Feld stabilere Signalspannungen ab, auch wenn sich ihre Lage aus der Vertikalen oder der Empfangsstandort verändert.
4) Eine für rechtsdrehende zirkular polarisierte Wellen ausgelegte Empfangsantenne nimmt aus einem gleichartigen Feld auch nur rechtsdrehende Wellen auf und ist gegenüber Reflexionssignalen, die durch die Reflexion (s. o.) linksdrehend geworden sind, weitgehend unempfindlich. Damit läßt sich eine wirksame Unterdrückung von Störungen erzielen, die sich aus der Überlagerung aus direkt einfallender und reflektierter Welle (Verringerung von Mehrwegeverzerrungen, Geisterbildunterdrückung, s. Bild 7, Verringerung von Gleich- und Nachbarkanalstörungen) ergeben. Verbunden hiermit ist eine gleichzeitige Verbesserung des Vor/Rück-Verhältnisses von Empfangsantennen. Dieser Vorteil ist be-

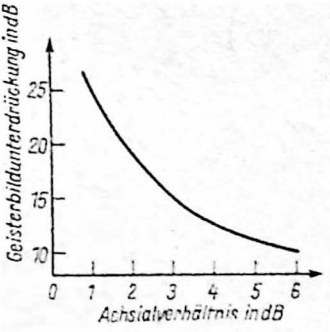


Bild 7
Axialverhältnis und Geisterbildunterdrückung

sonders beim Fernsehempfang in Ballungsgebieten von Bedeutung, in denen sich durch Reflexion Geisterbilder auf dem Bildschirm nur schwer unterdrücken lassen.

5) Aus einem zirkular polarisierten Feld wird von einer zirkular polarisierten Antenne eine größere Energie abgenommen, so daß dieser Zuwachs an Antennenspannung zu einer Empfangsverbesserung in Randgebieten bzw. zu einer Vergrößerung des Versorgungsgebiets führt. Dieser Feldstärkeanstieg ist auf das Vorhandensein zweier orthogonaler Felder zurückzuführen.

6) Die zirkulare Polarisation gestattet es weiterhin, die ohnehin stark besetzten Frequenzbänder durch die Doppelpolarisation besser auszunutzen. Der Sender sendet dazu rechts- und linksdrehende zirkular polarisierte elektromagnetische Wellen gleicher Frequenz aus, die von einer Empfangsantenne aufgenommen werden, die auch für rechts- und linksdrehende zirkular polarisierte Wellen ausgelegt ist. Nach einer Polarisationstrennung können die beiden Drehrichtungen der zirkularen Polarisation weiter gesondert verarbeitet werden. Somit lassen sich über eine Frequenz 2 Kanäle übertragen. Die Güte der Polarisationstrennung wird durch die Polarisationskopplung ausgedrückt, die in der Größenordnung von 40 dB liegt. Anwendung findet diese Betriebsart beim Satellitenempfang, bei dem man bei gleicher Frequenz (Kanal) mit links- und rechtsdrehender Polarisation arbeiten kann.

Antennen zum Aussenden und Empfang zirkular polarisierter elektromagnetischer Wellen

Antennen für zirkular polarisierte Wellen müssen in der Lage sein, ein orthogonales elektromagnetisches Feld abzustrahlen oder aufzunehmen. Für diese Zielstellungen haben sich unterschiedliche Antennen als geeignet erwiesen. Neuere Antennen sind in Untersuchung und in Erprobung.

Der *Kreuzdipol* besteht aus einer Kombination aus Vertikal- und Horizontaldipol. Beide werden mit einem Signal gleicher Frequenz, jedoch 90° Phasenverschiebung gespeist. Der Kreuzdipol strahlt in seiner Symmetrieachse zirkular polarisierte Wellen ab, die zu den Dipolstäben hin erst el-

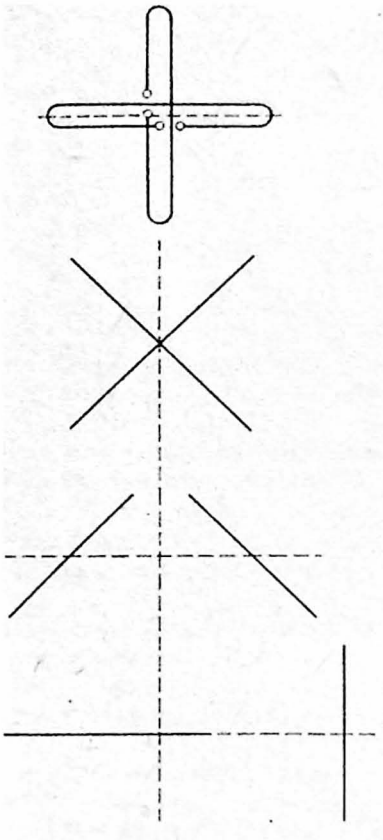


Bild 8
Kreuzdipol in unterschiedlicher Anordnung

liptisch und dann horizontal bzw. vertikal polarisiert werden. Die Verbindung der beiden Dipole geschieht durch eine Viertelwellenumwegleitung. Die beiden Dipole liegen zueinander parallel, so daß der sich ergebende Fußpunktwiderstand den halben Wert des Einzeldipols annimmt. Zur besseren Entkopplung gegenüber dem senkrecht stehenden Antennenmast kann man auch den Kreuzdipol um 45° axial verdrehen (Bild 8). Zur Erhöhung der Richtwirkung läßt sich der Kreuzdipol – wie bei Yagi-Antennen üblich – mit ebenfalls kreuzförmig angeordneten Direktoren und Reflektoren ergänzen. Auf die Viertelwellenumwegleitung kann man verzichten, wenn die horizontalen Antennenelemente gegenüber den vertikalen um eine Viertelwellenlänge in Längsrichtung des Elementeträgers versetzt angeordnet werden. Der räumliche Abstand einer Viertelwellenlänge zwischen den horizontalen und vertikalen Elementen entspricht einer laufzeitbedingten Phasenverschiebung von 90°, wie es die zirkulare Polarisation verlangt.

Wendelantennen, deren aktive Elemente (Strahler) zu einer Wendel aufgewickelt sind, erzeugen eine zirkulare Polarisation (Bild 9). Die Länge einer Windung muß dabei einer Wellenlänge entsprechen. Weiterhin sollen minimal 3 Windungen vorhanden sein. Durch einen Reflektor wird die Abstrah-

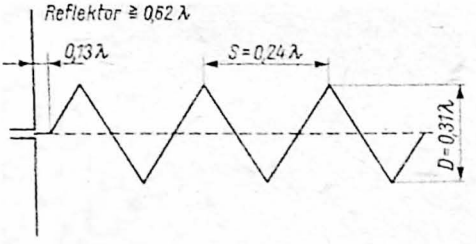


Bild 9
Wendelantenne

lung bzw. der Empfang einseitig gerichtet. Die Güte der zirkularen Polarisation und auch die Richtwirkung steigen mit der Anzahl der Windungen.

Weitere geeignete Antennen bilden zu Antennenfeldern zusammengefaßte vertikale und horizontal ausgerichtete Dipole mit entsprechender Speisung, die um einen Antennenmast herum angeordnet werden. Neben geraden Dipolstrukturen sind auch V-förmige Strukturen (Fan Vee) bzw. wie ein Kreuzdipol aufgebaute Antennen mit Ringstrahlern und Ringscheibenantennen einsetzbar.

Auch im gerichteten Funkbetrieb gestattet die zirkulare Polarisation mit Parabolantennen eine doppelte Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Frequenzen, indem man mit links- und rechtsdrehender Polarisation und ihrer entsprechenden Zuordnung zu verschiedenen Kanälen arbeitet.

Praktische Anwendung der zirkularen Polarisation

Die zirkulare Polarisation wird zur Zeit nur in beschränktem Maße und bei neueren Übertragungswegen angewendet, während von einigen Fernseheinrichtungen Versuche mit der Ausstrahlung zirkular polarisierter UHF-Fernsehsignale unternommen werden.

In der Radartechnik lassen sich störende Echosignale durch Regen, Schnee und Hagel, die unbeabsichtigt mit empfangen werden und auf dem Bildschirm zur Maskierung anwesender relevanter Echos führen, so stark dämpfen, daß die relevanten Echos besser sichtbar sind. Die Dämpfung wird über die Reflektorwirkung von Regentropfen erzielt, die nahezu Kugelgestalt aufweisen und für zirkular polarisierte Wellen symmetrische Reflektoren darstellen. Dabei wird die Drehrichtung der zirkular polarisierten Wellen umgekehrt. Die Reflexionswelle ist somit beim Empfang unterdrückbar.

Die zusätzlichen Aufwendungen bei der Benutzung der zirkularen Polarisation sind auf der Senderseite (Endstufen, Leistung, Antennen) und auf der Empfängerseite (Antenne) nicht unerheblich, so daß von einer allgemeinen Einführung noch Abstand genommen wird. Wenn man die zirkulare Polarisation nur auf die Ausstrahlung beschränkt, treten auch bei Benutzung herkömmlicher Empfangsantennen erhebliche Verbesserungen auf, wie z. B. Unabhängigkeit von der Antennenorientierung und störungsarmer Empfang.

Zu den jüngsten Anwendungen der zirkularen Polarisation gehört der Satellitenempfang, bei dem man einerseits eine Doppelausnutzung der Frequenzen (Kanäle) vornimmt und andererseits günstige Voraussetzungen durch die Parabolantennen ausnutzt.

Zirkulare Polarisation bei Lichtwellen

Auch bei elektromagnetischen Wellen im optischen Bereich (Lichtwellen) spielt die Polarisation eine Rolle. Natürliches Licht ist allgemein unpolarisiert, d.h., die Schwingungen liegen in allen Ebenen senkrecht zur Ausbreitungsrichtung regellos verteilt. Bis auf den Laser senden alle gewöhnlichen Lichtquellen natürliches Licht aus. Lineare, zirkulare und elliptische Polarisation sind vor allem im Zusammenhang mit der Laserstrahlung interessant. In diesem Fall gelten die gleichen Verhältnisse, wie sie oben bereits für Funkwellen genannt wurden. Durch Reflexion, Brechung, Doppelbrechung, Streuung und Beugung kann aus natürlichem Licht teilweise polarisiertes Licht gebildet werden, das aus polarisiertem und unpolarisiertem Licht besteht.

Bei der Abtastung von optischen Bild- und Datenplatten wird Licht mit zirkularer Polarisation benutzt. Dazu durchläuft der Lichtstrahl des Ausleselasers (Laserdiode) einen Polarisationsstrahlenverteiler, der das Licht des Ausleselasers durchläßt, während der von der Bild- oder Datenplatte nach Reflexion zurückkommende Lichtstrahl am schräg angeordneten Spiegelfilter zum Auswertefotodetektor geführt wird. Eine über ein Servosystem verstellbare Optik fokussiert den Laserstrahl auf die Speicherschicht mit dem notwendigen kleinen Lichtfleckdurchmesser (1 µm). Zwischen Fokussieroptik und Strahlenteiler befindet sich im Strahlengang des Abtasters eine Viertelwellenplatte, die eine zirkulare Polarisation des Ausleselaserstrahls bewirkt.

Auch der reflektierte Laserstrahl ist noch zirkular polarisiert, jedoch wurde bei der Reflexion auf der Platte die Drehrichtung der zirkularen Polarisation gewechselt. Dieser reflektierte Strahl durchläuft nach der Abtastung der Platte nochmals die Viertelwellenplatte und wird wieder linear polarisiert. Die lineare Polarisation des reflektierten Strahls ist jedoch entgegengesetzt zur linearen Polarisation des vom Laser unmittelbar gelieferten Strahls, so daß über das Polarisationsprisma eine Trennung erfolgen

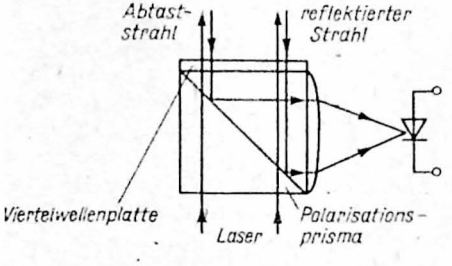


Bild 10
Laserabtaster mit Viertelwellenplatte zur Erzeugung einer zirkularen Polarisation

kann, d. h., der reflektierte Strahl wird zum Fotodetektor aus dem Strahlgang herausreflektiert. Somit wird verhindert, daß reflektierter und einfallender Laserstrahl am Laser interferieren und sich gegenseitig beeinflussen. Viertelwellenplatte und Polarisationsprisma bilden damit wichtige optische Komponenten des Abtastsystems und müssen eine hohe Funktionsqualität aufweisen. Polarisationsprisma, Viertelwellenplatte sowie Zylinderlinsen lassen sich zu einer kompakten integralen Komponente in Abtastsystemen zusammenfassen (Bild 10).

Literatur

[1] Autorenkollektiv, brockhaus abc elektronik, Leipzig 1978.
[2] K. Rothammel, Antennenbuch, Berlin 1979.
[3] H. Bergmann, Zirkular polarisierte elektromagnetische Wellen, radio fernsehen elektronik 33 (1984) 8, Seite 531 bis 533.
[4] K.-H. Schubert, Amateurfunk, Berlin 1978.
[5] D. L. George/J. F. Hiatt, Circularly polarized VHF-TV transmission, Proc. of the IEEE 70 (1982) 11, Seite 1300 bis 1303.

Opto-Datenplatten für Großrechner und Kleincomputer

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Die Opto-Datenplatte (optische Speicherplatte, optischer Plattenspeicher) bildet künftig ein vielversprechendes Speichermedium, das den Aufbau optischer Massenspeicher gestattet. Die Opto-Datenplatte zeichnet sich durch hohe Speicherkapazität bei wirtschaftlicher Anwendung aus, d. h. geringe Kosten je MByte, und vereint die Vorteile einer schnellen Zugriffsmöglichkeit einer Festplatte mit der Austauschbarkeit des Magnetbands. Wenn man noch die bereits im Prinzip gelöste Löschbarkeit hinzunimmt, so stellt die Opto-Datenplatte einen vorteilhaften Speicher für die Anforderungen der Zukunft dar, der auch den Bedingungen neuer und künftiger Kommunikationsdienste Rechnung trägt.

Durch die leichte Vervielfältigungsmöglichkeit der Opto-Datenplatte und ihre geringe Größe ist sie auch als Speicher in Kleincomputern einsetzbar. Der folgende Überblick soll den Entwicklungsstand der Opto-Datenplatte darstellen und auf Trends hinweisen.

Grundprinzip der Opto-Datenplatte

Die Entwicklung der Opto-Datenplatte zur optischen Speicherung von Informationen und Daten auf einem plattenförmigen Medium beruht auf der kombinierten Anwendung unterschiedlicher Technologien, die ein hohes Entwicklungsniveau erreicht haben:

- Laser als leistungsstarke monochromatische Lichtquelle mit Fokussierung des Laserstrahls auf einen kleinen Fleck (1 µm).
- Anwendung der digitalen Aufzeichnung als effektivste Art der Speicherung.
- Technisch beherrschbare hohe Präzision im Mikrometerbereich.
- Hoher Stand der Material- und Dünnschichttechnologie.

Bei der Opto-Datenplatte wird im Aufzeichnungsprozeß eine thermische Einwirkung eines Laserstrahls auf die Oberfläche der Opto-Datenplatte bzw. auf die auf ihr aufgebrachte Speicherschicht angewendet. Durch diese thermische Einwirkung wird die Speicherschicht verändert, wobei die Veränderung unterschiedlicher Art ist und neuerdings auch reversibel gestaltet werden kann. Die wesentlichsten Veränderungen der Speicherschicht, die bei der optischen Datenspeicherung eine Rolle spielen, sind:

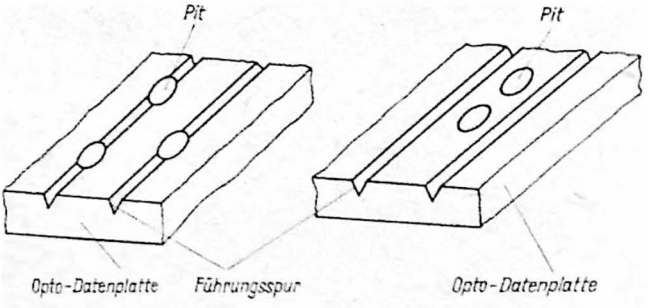


Bild 1 Speicherstellenanordnung auf der Opto-Datenplatte

- Wärmeaufschmelzen der Speicherschicht und Bildung einer Vertiefung (Pit) oder einer Blase durch einen 1-µm-Laserfleck eines 10-mW-Halbleiterlasers (800 nm);
- Legierungsbildung und Erzeugung von Phasenübergängen;
- Veränderung der Magnetisierung.

Die von der thermischen Laserstrahleinwirkung erzwungene Speicherschichtänderung resultiert an den Speicherstellen in einer Reflexionsänderung für den Lichtstrahl des Ausleselasers. Vorzugsweise ergibt sich eine Veränderung des Reflexionsverhaltens von hoher Reflexion (Totalreflexion) an nicht vom Schreibstrahl getroffenen Stellen zu niedriger Reflexion an den vom Schreibstrahl veränderten Speicherschichtstellen. Auch die Änderung der Polarisationsrichtung (*Kerr*-Effekt) des Auslesestrahls an der Speicherstelle kann zum Detektieren der Daten ausgenutzt werden.

Im Fall des Wärmeaufschmelzens der Speicherschicht unterscheidet man als wesentlichste Möglichkeiten die *Bildung von Pits* entlang von oder zwischen Rillen (Bild 1) und die *Bildung von Blasen*. Die spiralförmig auf dem bzw. im Speichermedium eingebrachte Rillenstruktur gestattet vor allem die kontaktlose Führung des optischen Abtastsystems über optoelektronische Servosysteme.

Aufbau der Opto-Datenplatte und Materialzusammensetzung

Die Opto-Datenplatte hat eine scheibenförmige Gestalt. Der Durchmesser der Opto-Datenplatten ist je nach Systemkonzept von unterschiedlicher Größe und eng mit der beabsichtigten Speicherkapazität verknüpft. Es wurden 8-, 12- und 14-Zoll-Platten für größere Speicherkapazitäten (1 bis 4 GByte) bis zu kleineren Platten von 5,25, 4,72 und 3,5 Zoll Durchmesser (300 MByte) vorgeschlagen. Der Aufbau der optischen Datenplatte ist untereinander zwar unterschiedlich, aber im Prinzip ähnlich. Die Speicherschicht befindet sich mit oder ohne Zwischenschicht auf einem transparen-

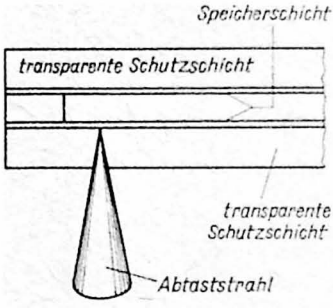


Bild 2
Aufbauprinzip einer Opto-Datenplatte

ten Glas- oder Plastträger (Bild 2), der auch als Schutzschicht wirkt (Staub, Schmutz, Fingerabdruck) und durch den das Laserlicht ohne wesentliche Abschwächung dringt. Opto-Datenplatten sind 2seitig beschreib- und auslesbar.

Von großer Bedeutung bei der Konzeption von Opto-Datenplatten ist die gewählte Abtastmethode. Werden Führungsrillen, die selbst keine Daten enthalten, verwendet, ergeben sich günstige Verhältnisse für die Abtastnachführung. Je nach Führungsrillenparameter (Abstand, Tiefe, Breite, Flankenanstieg) sind Amplitude und Phase der einzelnen Beugungsordnungen unterschiedlich, so daß sich über 2 Fotodetektoren ein Nachführsignal für den Abtaster ableiten läßt.

Opto-Datenplatten enthalten je nach Wirkungsprinzip und Anwendung unterschiedlich aufgebaute Speicherschichten (Tabelle 1), die man in 3 Gruppen einteilen kann:

- Tellur-Speicherschichten (auch mit anderen Zusätzen),
- organische Verbindungen,
- magnetooptische Werkstoffe.

Polykristalline Tellur-Selen-Legierungen, die in kleinen Mengen auch andere Elemente enthalten, werden als dünne Schicht auf ein Substrat aufgebracht. Durch einen Zusatz von Arsen läßt sich z.B. der Schmelzpunkt besser beherrschen. Diese Schicht wird örtlich vom Laserstrahl geschmolzen, so daß sich Löcher (Pits) von der Dicke der Schicht ergeben. Beim Auslesen erhält man durch das Fehlen oder Vorhandensein von Löchern Unterschiede in der Reflexion des Ausleselaserstrahls.

Weitere Speicherschichtmaterialien sind Tellursuboxide, d.h. Oxide mit verringertem Sauerstoffgehalt. Eine dunkle, vom Laserstrahl bei der Aufzeichnung unberührte Fläche auf der Datenplatte zeigt eine schwache Reflexion, während schon ein 5-mW-Laserstrahl bei der Aufzeichnung die Reflexion stark erhöht. Das Verhalten der Tellur-Suboxidschicht (TeO_x) hängt davon ab, wie sich das Suboxid aus Tellur und Sauerstoff zusammensetzt. Günstige Ergebnisse werden mit einem Wert von $x = 1{,}1$ oder $x = 1{,}2$ erzielt.

Stabile optische Speicherschichten ergeben sich bei einem HF-Sprühen von Tellur auf ein Substrat bei Raumtemperatur in einer CH_4- und Arsenatmosphäre. Die Speicherschicht ist ein mikrokristallines Tellur mit einer

Tabelle 1 Übersicht zu Opto-Datenplatten

Speicherschichtmaterial	Pb-Te-Se		Te-Se-Sb	SbSe	TeC	TeO,
Substratmaterial	Glas	Plast	Glas	Plast	Plast	Plast
Spurabstand in µm	1,6	1,67	1,6	1,6	1,6	1,65
Übertragungsrate in MByte/s	0,44	0,81	0,26	0,62	0,18	0,62
Umdrehungen je Minute	600	900	480	900	300...500	900
Zugriffszeit in s	0,25	0,25	0,18	0,2		0,3
Plattendurchmesser in cm	30	30	30	30	30	20
Substratstärke in mm	1,1	1,2		1,2	1,5	1,2
Brechungsindex	1,51	1,5		1,5	1,52	1,5
Speicherkapazität in GByte	1,3	1,3	1,0	1,3	1,8	0,7

Tabelle 2 Überblick zu Datenspeichersysteme mit Opto-Datenplatten

Systembezeichnung	Megadoc	7600	Gigadisc	Laserdrive	DOR
Firma	Philips	Storage Technology	Thomson	Control Data	Philips
Durchmesser der Opto-Datenplatte	12 Zoll	14 Zoll	12 Zoll	12 Zoll	30 cm
Speicherkapazität	2 GByte	4 GByte	1 GByte	1 GByte	2 GByte
Datenübertragungsrate	262 KByte/s	3 MByte	8 Mbit/S	250 KByte/s	250 KByte/s
Fehlerrate	10^{-12}		10^{-12}	10^{-12}	10^{-12}
Zugriffszeit	150 ms	84,7 ms	100 ms	200 ms	200 ms

nichtkristallinen Matrix aus Tellur, Kohlen- und Wasserstoff. Die Atome auf der Oberfläche des mikrokristallinen Tellurs und des Tellurs in der nichtkristallinen Matrix werden chemisch stabilisiert durch die Kombination mit Kohlen- und Wasserstoff. Dadurch wird eine Beeinträchtigung durch eine Oxydation vermieden.

In einer weiteren Tellur-Legierungsvariante wird die Speicherstelle der Schicht zwar durch den Laserstrahl örtlich geschmolzen, es werden jedoch keine Vertiefungen bis zum Substrat herunter gebildet. Die geschmolzenen Stellen kühlen so rasch ab, daß sie in einer amorphen Phase erstarren. Die amorphen Gebiete reflektieren beim Auslesen mit einem Laserstrahl anders als die kristalline Umgebung und lassen sich in den kristallinen Zustand rückverwandeln (löschen).

In Schichten mit organischen Verbindungen werden vom aufzeichnenden Laserstrahl kleine Vertiefungen gebildet, die auch nicht bis zum Substrat reichen. Die Reflexion ändert sich mit der Pittiefe. In amorphen magnetischen Schichten (z. B. Gadolinium-Eisen-Kobalt) werden bei Laserstrahlerhitzung kleine Gebiete in ihrer Magnetisierungsrichtung umgekehrt. Die Magnetisierungsumkehr ergibt beim Auslesen gegenüber den Nachbargebieten eine Polarisationsänderung (*Kerr*-Effekt) für den auslesenden Laserstrahl.

Optische Bildplatte und CD-Platte als Vorläufer der Opto-Datenplatte

Optische Bildplatte und CD-Platte (Compact Disc) können als Vorläufer der Opto-Datenplatte angesehen werden und haben wesentlichen Einfluß auf ihre Funktionsweise, Entwicklung und Anwendung. Die optische Bildplatte (Laserbildplatte, Laservision) bildet das erste optische Plattenmedium, das eine größere Verbreitung gefunden hat. Sie arbeitet im Gegensatz zur Opto-Datenplatte noch mit analoger Signalspeicherung. Fokussier- und Nachführsysteme für die Laserabtastung können auch bei der Datenplatte angewendet werden.

Das optische Bildplattensystem «Laservision» arbeitet mit einer 30 cm großen Bildplatte, die sich mit 1 500 U/min dreht und je Umdrehung 2 Halbbilder (ein Vollbild) enthält. Der Spurabstand der spiralförmigen von innen nach außen verlaufenden Videospur beträgt 1,6 µm (Bild 3). Die Pits sind etwa 0,1 µm tief und je nach Farbfernsehsystem zwischen 0,4 bis 0,6 µm breit. In Abhängigkeit von der gespeicherten Information ändern sich die Abstände der Pits voneinander sowie ihre Länge. Das Videosignal wird analog durch die Frequenzmodulation gespeichert. 2 Tonsignale werden Trägern von 0,684 MHz und 1,066 MHz aufmoduliert (FM).

Zur berührungslosen Abtastung wird der Strahl eines Halbleiterlasers über ein Linsen-Spiegelsystem auf die Spur projiziert. An unmodulierten (also ebenen) Stellen geschieht eine Totalreflexion des auftreffenden Laserstrahls. An den Pits wird der Laserstrahl so reflektiert, daß der größte Teil des Laserlichts nicht wieder in das Objektiv zurückgelangt. Im optischen

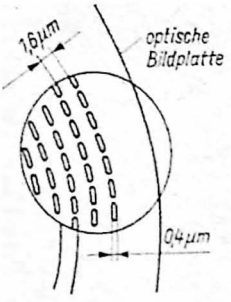


Bild 3
Spurabstand der optischen Bildplatte

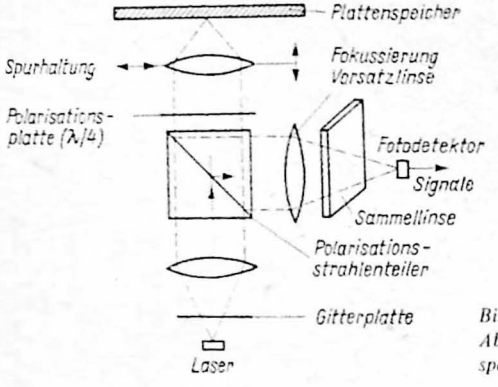


Bild 4
Abtastsystem für eine optisch gespeicherte Information

Abtastsystem (Bild 4) durchläuft das Laserlichtbündel des Ausleselasers einen Polarisationsstrahlenteiler. Der Strahlenteiler läßt den vom Ausleselaser kommenden Lichtstrahl durch, während der von der Platte reflektierte Lichtstrahl am schräg angeordneten Spiegelfilter zum Auswertefotodetektor geführt wird.

Eine über ein Servosystem verstellbare Optik fokussiert den Laserstrahl auf die Speicherschicht mit dem notwendigen kleinen Lichtfleckdurchmesser von 1 µm. Zwischen Fokussieroptik und Strahlenteiler befindet sich im Strahlengang des Abtasters eine Viertelwellenplatte, die eine zirkulare Polarisation des Ausleselaserstrahls bewirkt. Auch der reflektierte Laserstrahl ist noch zirkular polarisiert, jedoch wurde bei der Reflexion auf der Platte die Drehrichtung der zirkularen Polarisation gewechselt. Der reflektierte Strahl durchläuft nach der Abtastung der Platte nochmals die Viertelwellenplatte und wird wieder linear polarisiert. Die lineare Polarisation des reflektierten Strahls ist jedoch entgegengesetzt zur linearen Polarisation des vom Laser unmittelbar gelieferten Strahls, so daß über das Polarisationsprisma eine Trennung geschehen kann, d.h., der reflektierte Strahl wird zum Fotodetektor aus dem Strahlgang herausreflektiert. Somit wird verhindert, daß reflektierter und einfallender Laserstrahl am Laser interferieren und sich gegenseitig beeinflussen.

Bereits mit digitaler Speicherung (PCM) arbeitet die optische Digital-

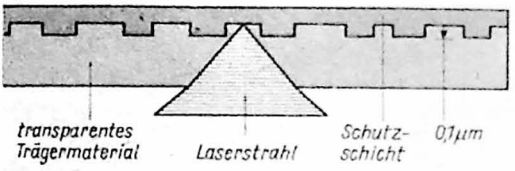


Bild 5
Aufbauprinzip der CD-Platte

schallplatte Compact Disc (CD-Platte). Die CD-Platte (Bild 5) besteht aus einem transparenten Plastmaterial mit einer verspiegelten Schicht, in die Vertiefungen (Pits) mit den Abmessungen von etwa 0,4 µm Breite und 0,1 µm Tiefe als eigentliche Informationsträger spiralförmig eingebracht werden. Die verspiegelte Speicherschicht wird von einer dickeren transparenten Schutzschicht (1,1 nm) abgedeckt. Die Aufzeichnung geschieht wie bei der optischen Bildplatte mit einem Laserstrahl, ebenso die Abtastung bei der Wiedergabe.

Vor der Aufzeichnung wird das analoge Tonsignal mit einer Abtastrate von 44,1 kHz abgetastet und mit 16 bit kodiert. Somit ergeben die beiden Stereotonsignale 32 bit. Diese 32 bit je Abtastperiode werden in 4 Symbole zu 8 bit umgewandelt. Aus jeweils 24 Symbolen wird ein sogenannter Rahmen gebildet, dem 8 Paritätssymbole und 1 Symbol mit Steuer- und Anzeige-Bits hinzugefügt werden (Cross-Interleave Reed-Solomon-Code). Die digitale Modulation wird nach einem Wörterbuch vorgenommen, das jedem 8-bit-Wort ein neues 14-bit-Wort zuordnet (8-14-Modulation). Dadurch werden eine höhere Informationsdichte erreicht und der Frequenzbereich von 0 bis 20 kHz für die Wirkung der optoelektronischen Servosysteme frei gemacht. Weiterhin werden den neuen 14-bit-Worten noch 3 Koppel-bits hinzugefügt, um beim Aneinanderreihen der Symbole eine Lauflängenbedingung einzuhalten und den Niederfrequenzteil möglichst klein zu machen.

Zur Erkennung von Fehlern (Fehlerbündel) bei der Abtastung, die auf Kratzer oder großflächigen Beeinträchtigungen auf dem Speichermedium zurückzuführen sind, wendet man bei der CD-Platte ein mit *Interleaving (Verschachteln)* bezeichnetes Verfahren an, das auch auf Opto-Datenplatten übertragbar ist.

Klassifikation von Opto-Datenplatten

Opto-Datenplatten lassen sich in 3 Gruppen einteilen, die gleichzeitig auch ihren Entwicklungsstand darstellen:

- Nurlese-Platte (Festwertspeicher, ROM-Platte, Opto-ROM): Die Daten sind in diesem Fall bereits beim Hersteller der Platte fest abgespeichert und können nur ausgelesen werden. Diese Opto-Datenplatte ähnelt damit am meisten der optischen Bildplatte oder der CD-Platte.
- DRAW-Platte (Direct Read After Wright): Bei dieser Opto-Datenplatte kann der Anwender seine Daten meist entlang bereits auf der Platte vorgeprägter Rillen (Vorspur) in einer Aufzeichnungsapparatur selbst auf-

zeichnen. Die Daten können nicht wieder gelöscht, sondern nur gelesen werden.

- EDRAW-Platte (Erasable Direct Read After Wright, löschbare Datenplatte): Neben eigenen Aufzeichnungen kann der Anwender auch die Daten löschen. Es liegt somit eine wiederverwendbare Version der Opto-Datenplatte vor.

Ein Beispiel für die Nurlese-Platten bildet das Opto-Datenplattensystem DOR (Digital Optical Recording). Es ist ein Massenspeichersystem mit einer Speicherkapazität von 10^{10} bit je Plattenseite (500 000 A4-Seiten). Das System geht in seinem Funktionsprinzip auf die optische Bildplatte mit Pitspeicherung zurück, arbeitet aber mit rein digitaler Aufzeichnung und Wiedergabe. Die Speicherplatte (Bild 6) rotiert mit einer Drehzahl von 480 U/min. Die Datenübertragungsrate beträgt 250 kByte/s.

Die 30 cm große Speicherplatte (Bild 7) besteht aus 2 Glasplatten, die innen mit einer wärmeempfindlichen Schicht aus einer Tellur-Legierung belegt sind. In diese Schicht brennt ein Laserstrahl bei der Datenaufzeichnung Löcher ein. Die Platte ist mit einer Schutzschicht versiegelt und befindet sich in einer Schutzhülle. Bei der Aufzeichnung erhält die Platte in der Speicherschicht mit einem Laserstrahl eine spiralförmige Rille eingeprägt, die das Führen des Abtastlasers beim späteren Auslesen gestattet. Die Platte enthält 32 000 Spuren, die jeweils in 32 Sektoren eingeteilt sind. Jeder Sektor ist durch eine in die Rille eingeprägte Sektor- und Spurnummer (Bild 8) gekennzeichnet. Weiterhin trägt die Rille noch ein Spurtaktsignal in Form einer periodischen Veränderung der Rillentiefe. Die Daten werden durch Einbrennen von Pits oder Auslassen von Pits an den Nulldurchgängen des Spurtakts eingeschrieben. Der Spurabstand ist 1,6 µm, der Pitdurchmesser 1,3 µm, so daß man eine Speicherdichte von $3 \cdot 10^5$ bit/mm^2

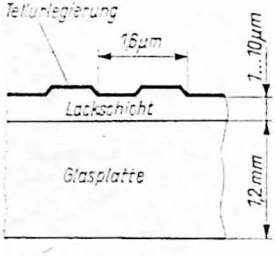


Bild 6
DOR-Datenplatte

Bild 7
Opto-Datenplatte hoher Speicherkapazität

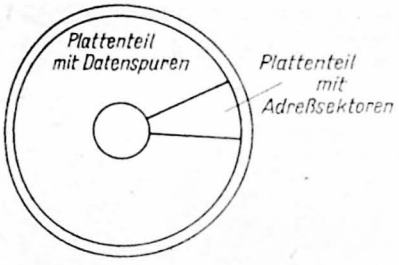


Bild 8
Informations- und Adreßteil einer Opto-Datenplatte

erhält. Sektor- und Spurnummer gestatten den Zugriff über die jeweils durch die Nummern repräsentierte Adresse. Der Zugriff auf eine Spur dauert 200 ms, auf einen Sektor 62 ms. Die bit-Fehlerrate ist kleiner als 10^{-12}.

Die Daten werden mit einem AlGaAs-Laser geringer Leistung ausgelesen. Der Laserstrahl gelangt durch die transparente Seite der Platte auf die Tellur-Legierungsschicht. Durch ein Objektiv wird der Strahl auf einen Durchmesser von 1 µm fokussiert. Das Abtastlasersystem ist ähnlich wie bei der optischen Bildplatte aufgebaut. Ein optoelektronisches Servosystem führt den Laserstrahl exakt in der Rille mit einer Abweichung, die innerhalb von 0,15 µm liegt. Das bewirkt ein weiterer Laserlichtfleck, der auf die Rille fokussiert wird. Befindet sich das Zentrum des Lichtflecks genau in der Rillenmitte, so werden von beiden Rillenflanken gleiche Lichtintensitäten auf einen Detektor reflektiert. Bei Abweichung von der Rillenmitte entsteht ein Fehlersignal, das vom Balancedetektor an die Servoelektronik geliefert wird. Ein zweites optoelektronisches Servosystem ermöglicht die Fokussiergenauigkeit des Objektivs, so daß der Abtastlaserstrahl innerhalb 1 µm Lichtfleckdurchmesser fokussiert bleibt. Auch in diesem Fall werden wieder Grundprinzipien der optischen Bildplatte angewendet.

Löschbare Opto-Datenplatte

Unter Ausnutzung der magnetooptischen Effekte, optoelektronischer Technologien und der Technologie dünner Magnetschichten ist es gelungen, in Form der magnetooptischen Datenplatte ein löschbares und damit wieder zur Aufzeichnung verwendbares Speichermedium mit der hohen Speicherdichte von 10^8 bit/cm^2 zu konzipieren. Die Einspeicherung der Daten wird auf Grund einer Erwärmung des magnetooptischen Speichermediums durch einen Laserstrahl bewirkt, während ein äußeres Magnetfeld an der Speicherstelle vorhanden ist; die Magnetisierung nimmt in der erwärmten Speicherschichtstelle die Richtung des äußeren Magnetfelds an (Bild 9).

Da die Einspeicherung der Daten die Existenz eines Magnetfelds wie auch eines Laserstrahls voraussetzt, kann man mit Magnetfeld- oder optischer Modulation arbeiten. Bei der Magnetfeldmodulation trifft der Laserstrahl kontinuierlich auf das Speichermedium auf, das Einspeichern wird durch ein Umschalten der Richtung des äußeren Magnetfelds vorgenommen. Bei der optischen Modulation wird ein Ein- oder Ausschalten des Laserlichts entsprechend der einzuspeichernden Daten benutzt, so daß nur die

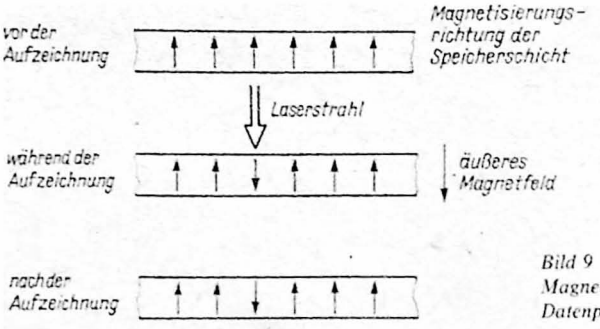


Bild 9
Magnetooptische löschbare Datenplatte

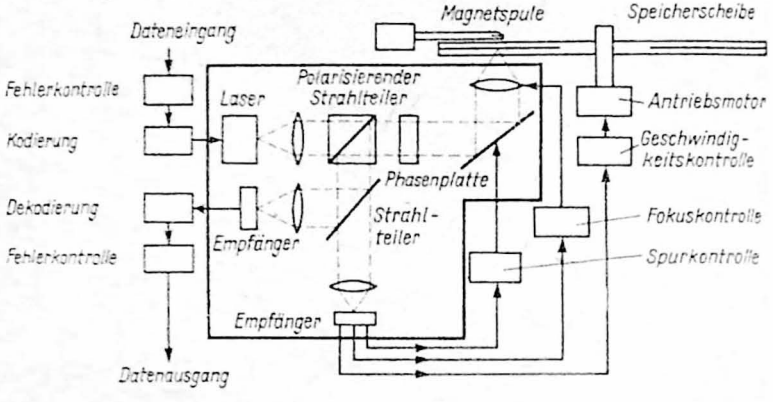


Bild 10 Funktionsprinzip eines Geräts mit magnetooptischer Datenplatte

Stellen des Speichermediums erwärmt werden, die eine Datenbelegung oder -veränderung erfahren sollen (Bild 10).

Zur Wiedergabe verwendet man von einem Polarisator linear polarisiertes Laserlicht. Beim Auftreffen des linear polarisierten Lichts auf das Speichermedium ergibt sich eine Reflexion oder eine Transmission je nach verwendeter Speichertechnologie. Die Polarisation wird dabei in Abhängigkeit von der Magnetisierung der Speicherstelle verändert. Der Laserstrahl durchläuft nach Reflexion oder Transmission einen Analysator und gelangt dann zu einem Fotodetektor mit anschließender Auswertung. Von einer indirekten Abtastung spricht man, wenn das Magnetisierungsmuster des Speichermediums zunächst im engen Kontakt auf eine andere dünne Magnetschicht übertragen wird, von der die Abtastung mit Laserstrahl geschieht.

Magnetooptische Speicherschichten lassen sich mit einkristallinen Dünnschichten (z. B. Granate), polykristallinen Dünnschichten (MnBi, PtCo) oder amorphen Dünnschichten (TbFe, GdCo) realisieren. Bei einer

weiteren löschbaren Opto-Datenplatte wird eine Kristallgitteränderung in der Speicherschicht durch die thermische Einwirkung des Schreib-Laserstrahls benutzt. Diese Änderung ist mit einer von einem Lese-Laserstrahl detektierbaren Reflexionsänderung verbunden. Die Veränderung des Kristallgitters kann reversibel gestaltet werden, d.h., durch ein Löschen ist ein erneutes Einlesen von Daten möglich.

Eine Möglichkeit der kristallinen Zustandsänderung für die optische Datenspeicherung ist der Übergang vom kristallinen in den amorphen Zustand, der beim Auftreffen eines Schreib-Laserstrahls auf eine Speicherschicht aus Tellur-Suboxid vor sich geht. Eine zunächst große Reflexion reduziert sich nach dem Schreiben auf eine geringe Reflexion. Die zu schreibenden Informationen werden von einer Laserdiode in Spurform in die Speicherschicht eingegeben. Der modulierte Laserstrahl (830 nm) trifft auf die Schicht auf und wandelt den kristallinen Zustand der Schicht in einen amorphen Zustand um. Ein anderer Laserstrahl (780 nm) mit höherer Ausgangsleistung kann zur Löschung, d.h. zur Rückführung in den kristallinen Zustand herangezogen werden. Die Opto-Datenplatte hat eine Speicherkapazität von 1 GByte und kann eine Million Mal gelöscht werden.

Eine andere Kristallgitterveränderung, die durch eine Laserstrahleinwirkung verursacht wird, ist der Übergang von einer hexagonalen Kristallstruktur in eine geordnet kubische Struktur. Der Übergang tritt in einer Silber-Zink-Legierung auf, wobei die Farbveränderung von silberfarben (hexagonal) in rosarot (kubisch) zur auswertbaren Reflexionsänderung führt.

Anwendungsmöglichkeiten für Opto-Datenplatte

Für die Opto-Datenplatte eröffnet sich ein breites, bei weitem noch nicht überschaubares Einsatzgebiet, das sich aus den beiden Haupteigenschaften dieses Speichermediums ergibt, nämlich einmal

- ein Massenspeicher und zum anderen
- ein Publikationsmedium auf Grund seiner einfachen Vervielfältigungsmöglichkeit

zu sein.

Der Charakter als Massenspeicher hat sich bereits in ersten Anwendungen bzw. Anwendungsvorschlägen (Tabelle 2) gezeigt. Optische Datenplatten können in unterschiedlicher Ausführung eine Vielzahl von Daten aufnehmen, wobei die Speicherkapazität bisheriger Speicher (z.B. Floppy Disc) übertroffen wird. Durch die Verwendung mehrerer Opto-Datenplatten in einem System (z.B. 32 Platten) ist die Speicherkapazität weiter ausbaubar. Somit lassen sich Archivierungs-, Massendaten- und Auskunftssysteme konzipieren, die bezüglich der zur Verfügung gestellten Informationen und Daten neue Perspektiven (Archive, Dokumentenspeicher, Bibliotheken, Auskunftssysteme, Kommunikationsdienste, u.a.) eröffnen.

Ein weiteres Einsatzgebiet der Opto-Datenplatte ist die Datenpublikation, bei der zusammen mit der weiten Verbreitung von Rechnern in Industrie, Forschung, Handel, Ausbildung und auch zunehmend im Heim ein

Dialogbetrieb zwischen Datenplatte und Benutzer möglich wird. Darin eingeschlossen ist die interaktive rechnerunterstützte Informationsvermittlung über Bildschirm im Ausbildungs-, Erziehungs- und Wartungsbereich. Elektronisches Publizieren mit der optischen Datenplatte bildet dabei eine innovative Form der Informationsvermittlung.

Ebenfalls können mit der Opto-Datenplatte zusätzliche Peripheriespeicher für Kleinrechner und Personalcomputer auf Basis der Compact Disc realisiert werden, die im Gegensatz zur Opto-Datenplatte für Großrechner eine wesentlich geringere Speicherkapazität und Schreibgeschwindigkeit aufweist. Die Speichergeräte sollten vorzugsweise mit auswechselbaren Platten arbeiten können. Die Platten selbst haben einen Durchmesser je nach Ausführung zwischen 5 und 12 cm.

Eine derartige, mit CDROM-Platte bezeichnete Opto-Datenplatte nimmt auf ihren 20000 Spuren 500 bis 800 MBytes an Daten (etwa 150000 A4-Seiten) auf, die sich in kurzer Zeit auffinden lassen. Die CDROM-Platte arbeitet dabei zusammen mit Personalcomputer oder Kleincomputer, dessen Speicherkapazität damit erheblich vergrößert werden kann. Neben der Ablage von Programmen wirkt die CDROM-Platte in diesem Fall auch als Archivspeicher für neue und erweiterte Anwendungen des Kleincomputers. Auf einer CDROM-Platte findet ein mehrbändiges Lexikon Platz, nach dessen Inhaltskomponenten (Stichworte, Definitionen) gesucht werden kann. Die Menütechnik erleichtert die Suche nach bestimmten Inhaltskomponenten. Bei der elektronischen Informationsbereitstellung erhält der Anfragende aus einer Bibliothek statt einer Zeitschrift oder eines Buches in Papierform eine Opto-Datenplatte mit den gewünschten Sachverhalten, die er dann zu Hause auf dem Bildschirm seines Kleincomputers auswerten kann.

Die Opto-Datenplatte bietet mit ihren Einsatzmöglichkeiten eine geräte- und programmtechnische Voraussetzung, die die Kommunikationstechnik immer mehr zu einer Basistechnologie in der menschlichen Gesellschaft werden läßt.

Literatur

[1] Optische Massenspeicher, elektronik industrie (1985) 7/8, Seite 23 bis 26.

[2] J. A. Th. Verhoeven, Speicherkapazität 1 GByte: Optische Massenspeicher, Funkschau 57 (1985) 1, Seite 59 bis 75.

[3] F. Netta, Die Bildplatte als Datenbankspeicher, Umschau 85 (1985) 5, Seite 280 bis 282.

[4] P. Lange, Optische Datenspeicher, Elektronik (München) 33 (1984) 1, Seite 27 bis 30.

[5] H. Munter, Optische Speicher, Office Management, Baden-Baden 31 (1983) 13, Seite 854, 856, 858 und 859.

[6] Gigadisc speichert 650000 Schreibmaschinenseiten, Funktechnik (Heidelberg) 30 (1984) 9, Seite 392.

[7] Compact Disc zukünftig auch als Datenspeicher, Funktechnik (Heidelberg) 39 (1984) 9, Seite 393.

[8] H. Bergmann, Optische Plattenspeicher zur Datenarchivierung, radio fernsehen elektronik 34 (1985) 10, Seite 636 bis 638.

Dipl.-Ing. Gerd Thiele

Digitale Halbleiterspeicher

Durch die rasche Entwicklung der Halbleitertechnologien und das Beherrschen von immer kleineren Strukturen hat sich vor allem die Halbleiterspeichertechnik besonders entwickelt. Waren vor wenigen Jahren die 16- und 64-Kbit-Speicher der Stand der Technik, so werden heute die 256-Kbit-Speicher und durch wenige Firmen sogar die 1-Mbit-Speicher gefertigt, während sich der 4-Mbit-Speicherschaltkreis schon fast in der Überleitungsphase zur Fertigung befindet. Dieser Entwicklungstrend, der geringe Preis je bit Datenspeicherleistung und der geringe Stromverbrauch gestatten, die Halbleiterspeicher universell einzusetzen. In der Mikrorechentechnik interessieren vor allem die Langzeitspeicher wie RAM und ROM.

RAM-Speicherschaltkreise

Der **RAM** (Random Acces Memory) ist ein Schreib-Lese-Speicher mit direktem oder wahlfreiem Zugriff. Die Speicherplätze sind 2dimensional in einer Ebene angeordnet, so daß jeder beliebige Speicherplatz einzeln und direkt über seine Adresse erreichbar ist. Es gibt statische (**SRAM** bzw. **sRAM**) und dynamische (**DRAM** bzw **dRAM**) RAM-IS, deren grundsätzliche Unterschiede im Aufbau der Speicherzellen bestehen. Die der DRAM müssen in bestimmten Zyklen aufgefrischt werden. Bild 1 zeigt einige statische und dynamische Speicherzellen.

Das Prinzip der statischen Speicherzelle beruht auf der bistabilen Kippstufe, die meist aus mit NOR-Gattern aufgebauten Flip-Flop (bipolar oder MOS) besteht. Durch die beiden stabilen Zustände des Flip-Flop bleibt eine einmal eingeschriebene Information so lange erhalten, wie die Versorgungsspannung anliegt. Die erste Speicherzelle nach Bild 1 ist mit Multiemittertransistoren aufgebaut. Sie hat einen hohen Stromverbrauch, da einer der Transistoren immer durchsteuert. Dafür ist sie aber sehr störsicher. In der 2. Version werden *Schottky*-Dioden eingesetzt, wodurch die Geschwindigkeit erhöht und der Stromverbrauch verringert wird, da sich die Transistoren jetzt über die Dioden und die beiden 1-kΩ-Widerstände schalten. Die 3. Art Speicherzelle ist mit MOS-Transistoren aufgebaut. Das Flip-Flop wird nur durch VT1 und VT2 gebildet, VT3 und VT4 ersetzen die Widerstände und VT5 und VT6 bilden die Verbindung zu den Datenleitungen.

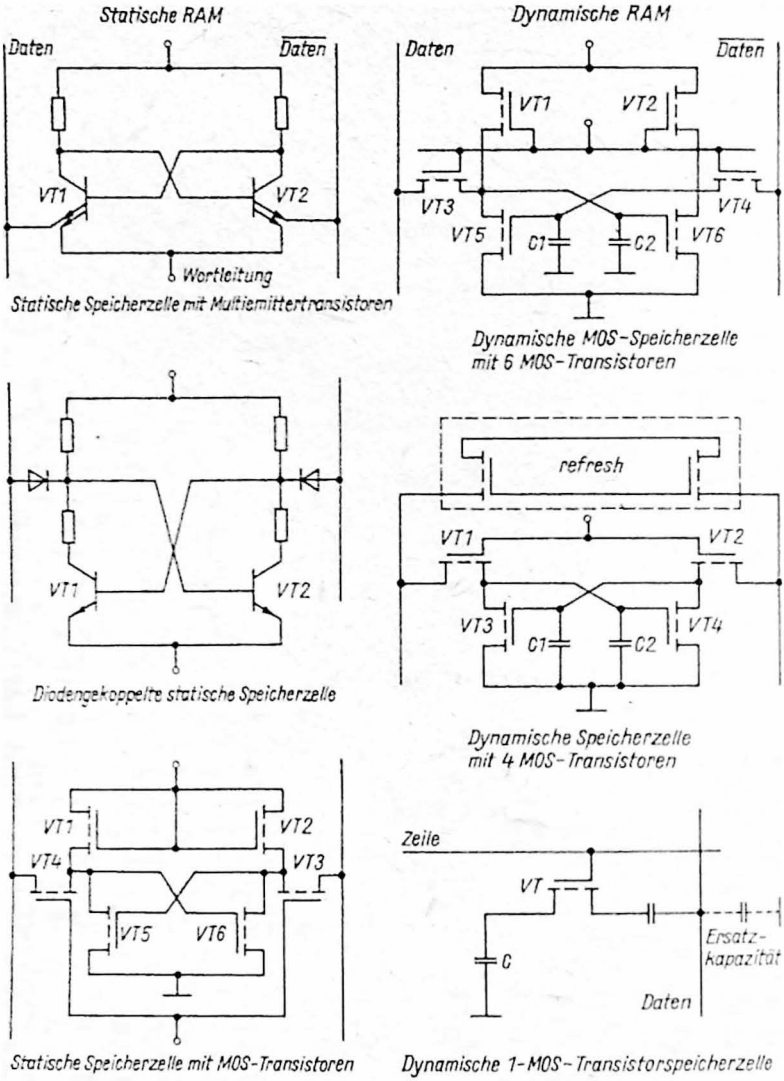


Bild 1 Aufbau von RAM-Speicherzellen

Die dynamischen Speicherzellen wurden wegen des hohen Platzbedarfs und der Leistungsaufnahme der statischen Speicherzelle entwickelt. Die 1. dynamische Speicherzelle nach Bild 1 ist mit 6 MOS-Transistoren aufgebaut. Die beiden Kondensatoren $C1$ und $C2$ speichern den jeweiligen logischen Zustand. Man gewinnt mit dieser Zelle aber keinen Platz. Die 2. Ver-

sion einer Speicherzelle ist daher nur mit 4 MOS-Transistoren aufgebaut. Die gespeicherte Information bleibt aber nur begrenzte Zeit erhalten und muß ständig aufgefrischt (refresh) werden, damit sie nicht verlorengeht. Die 3. Art Speicherzelle wird nur mit einem MOS-Transistor und einem Kondensator gebildet. Beim Schreiben wird der Transistor VT in einen leitenden Zustand gebracht, der angeschlossene Kondensator C erhält durch die Spannung eine Ladung. Nach dem Schreiben sperrt der Transistor wieder. Beim Lesen wird die Zeilenleitung auf «H»-Potential gelegt, damit sich der Kondensator über die Spaltenleitung entladen kann, falls er im Zustand «H» war. Dadurch entsteht ein geringer Spannungsimpuls auf der Spaltenleitung, der durch den Leseverstärker auf TTL-Pegel gebracht wird.

ROM-Speicherschaltkreise

Die Festwertspeicher unterscheidet man entsprechend der Art ihrer Programmierung. Es sind *Nur-Lese-Speicher*, die ihren Inhalt bei Spannungsausfall nicht verlieren. Sie werden daher auch als *nichtflüchtige* (nonvolatil) Speicher bezeichnet. Beim **ROM** (Read Only Memory) werden die Informationen unveränderbar mit einer Programmiermaske während des Herstellungsprozesses in die einzelnen Speicherzellen «einprogrammiert». Den **PROM** (Programmable **ROM**) kann der Anwender mit einem Programmiergerät beschreiben, aber die eingeschriebenen Informationen sind nicht wieder löschbar. Die einmal programmierte Speicherzelle, der Grundzustand kann «L» oder «H» sein, wird beim Programmieren in den anderen logischen Zustand gebracht und läßt sich nicht wieder löschen.

Beim **REPROM** (Reprogrammable **ROM**) können die programmierten Informationen wieder gelöscht werden, danach ist der Speicher wieder neu programmierbar. Er ist aber nicht mit dem RAM gleichzusetzen, da das Löschen und Programmieren relativ langsam vonstatten geht. Man benötigt dazu spezielle Programmier- und Löschgeräte. Zum Löschen hat der Schaltkreis ein Quarzglasfenster, durch das die UV-Strahlung auf den Chip wirken kann. Beim Löschen wird allerdings der gesamte Informationsinhalt des Speichers gelöscht. Der **EEPROM** (Electrically **EPROM**) ist ein elektrisch löschbarer Festwertspeicher. Während des Löschens wird der gesamte Speicherinhalt gelöscht. Der **EAROM** (Electrically Alterable **ROM**) arbeitet wie ein EEPROM, jedoch kann er wortweise gelöscht werden.

Die Speicherzellen der Festwertspeicher werden sowohl in TTL-, MOS- als auch in CMOS-Technik hergestellt. Sie sind in Form einer Diodenmatrix angeordnet. Beim ROM werden in der MOS-Technologie an den Kreuzungspunkten Feldeffekttransistoren eingesetzt, die durch die Dicke der Silizium-Oxid-Schicht entstehen. Beim Programmieren werden die Gateanschlüsse der Transistoren, die logisch «H» darstellen, mit den Zeilenleitungen verbunden, die Sourceanschlüsse mit den Spaltenleitungen und die Drainanschlüsse liegen an der gemeinsamen Masse (Bild 2, 1.).

Die PROM werden vorwiegend in bipolarer Technik hergestellt. Die Spalten- und die Zeilenleitung werden durch einen Transistor verbunden, des-

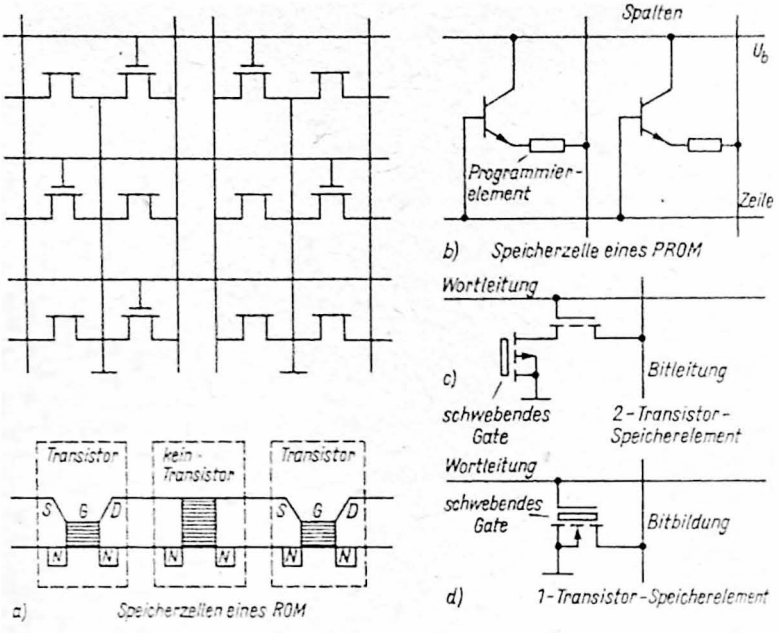


Bild 2 Aufbau von ROM-Speicherzellen

sen Kollektor an der Betriebsspannung und die Basis an der Zeilenleitung liegen. Im Emitterkreis befindet sich ein Programmierelement («Sicherung»), das sich durch Leitungsverdünnung in NiCr- oder Poly-Si-Verbindungsleitungen herstellen läßt, es ist mit der Spaltenleitung verbunden (Bild 2, r. o.).

REPROM werden nur in der MOS-Technologie hergestellt. Der innere Aufbau ähnelt dem PROM. Man verwendet 2-Transistor- und 1-Transistor-Speicherzellen (Bild 2, r., Mitte und unten). Das Speicherelement hat ein schwebendes Gate, in dem die Information gespeichert wird. Beim Programmieren der Speicherzelle wird dem Steueranschluß eine Spannung von etwa 25 V zugeführt. Durch diesen Impuls kann die Ladung durch die Gateschicht eindringen, in der sie durch die gute Isolation erhalten bleibt. Durch die schon erwähnte Bestrahlung mit UV-Licht wird die Isolierschicht ionisiert, so daß ein Elektronenstrom vom Gate zum Substrat zustande kommt, und das Gate entlädt sich.

Speicherorganisation

Die Information «H» oder «L» wird in Form einer tiefen oder hohen Spannung bzw. Ladung gespeichert. Die Speicherzelle hat dabei einen Informa-

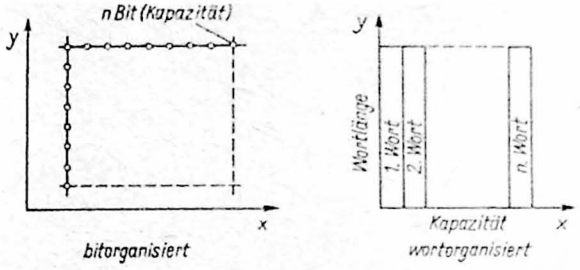


Bild 3 Prinzipien der Speicherorganisation

tionsgehalt von 1 bit. Liegt nun die Information in Form eines Binärwortes vor, so benötigt man zu dessen Speicherung mehrere Zellen. Die Speicherschaltkreise sind daher bit- oder wortweise organisiert (Bild 3). Bei den bitorganisierten Speichern kann man jeweils nur eine Speicherzelle aufrufen, aber beide Organisationsformen sind prinzipiell gleich aufgebaut.

Wichtige Kenngrößen

Die *Speicherkapazität* gibt das Maximum der in einem Speicher gleichzeitig unterzubringenden Informationsmenge in bit an. Nach der Speicherorganisation werden sie in Worte × bit (Wortlänge) angegeben, z. B. entspricht 2 Kbit:

2048 × 1 bit = 2048 Worte zu je 1 bit,
256 × 8 bit = 256 Worte zu je 8 bit.

Die Arbeitsgeschwindigkeit bestimmt die Durchsatzleistung eines Systems. Sie enthält die Zugriffszeit und die Zykluszeit. Die *Zugriffszeit* ist die Verzögerungszeit, die zwischen dem Anlegen der Adresse und dem gesicherten Bereitstellen der Daten am Ausgang vergeht. Die *Zykluszeit* gibt die Zeit an, die für eine Lese- oder Schreiboperation mindestens erforderlich ist (Bild 4).

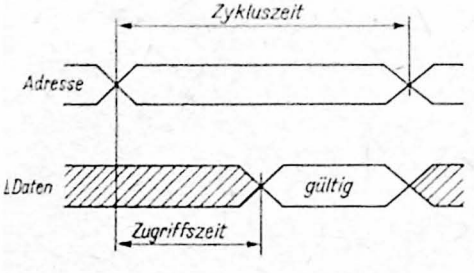


Bild 4
Zeitdiagramm für einen Lesezyklus zur Definition von Zyklus- und Zugriffszeit

Speicherschaltkreistypen

Die Tabelle gibt einen Überblick der angebotenen Speicherschaltkreistypen. Einige dieser Schaltkreise sollen näher erläutert werden.

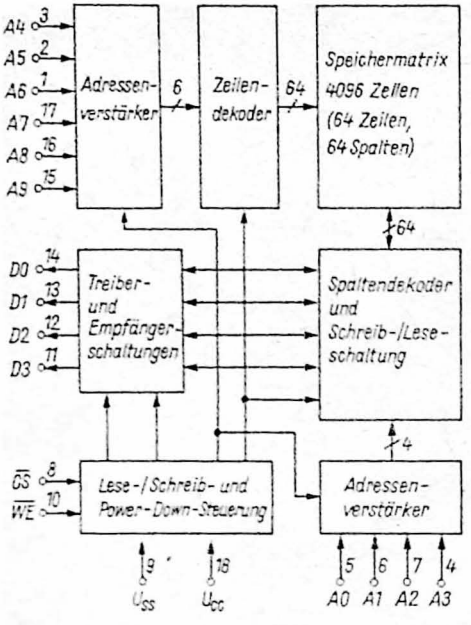


Bild 5
Übersichtsschaltplan des SRAM U 214 D

U 214 D

Der *U 214 D* (Bild 5) ist ein statischer 4-Kbit-RAM mit der Organisation von 1024 Worten zu je 4 bit. Die Speicherzellen sind in 64 Zeilen und 64 Spalten aufgeteilt. Die Adressierung der jeweils 4 Speicherzellen geschieht durch die Adreßleitungen A0 bis A9. Beim Schreiben (/CS = L, /WE = L) werden die anliegenden Daten in die Speichermatrix eingeschrieben. Beim Lesen (/CS = L, /WE = H) stehen die Daten der ausgewählten Speicherzellen nach Ablauf der Zugriffszeit an den Datenausgängen zur Verfügung.

Pinkompatibel zum *U 214 D* ist der CMOS-Typ *U 224 D*, dessen Leistungsaufnahme im aktiven Zustand um etwa 50 % geringer ist. Bei Austausch ist darauf zu achten, daß das Signal an den Adreßleitungen A0 bis A9 in das Adreßregister mit der H/L-Flanke an /CS übernommen wird.

U 256 D

Der *U 256 D* (Bild 6) ist ein dynamischer 16-Kbit-RAM mit der Organisation von 16384 Worten zu je 1 bit. Die Speicherzellen sind in 128 Zeilen und 128 Spalten aufgeteilt. Zwischen jeweils 64 Zeilen befinden sich Leseverstärker. Zur Adressierung dieser Speicherkapazität wären 14 Adreßleitungen ($2^{14} = 16384$) notwendig. Die Zeilen und Spalten werden aber mit einem Multiplexer getrennt über 7 Adreßleitungen angesteuert. Dabei sind

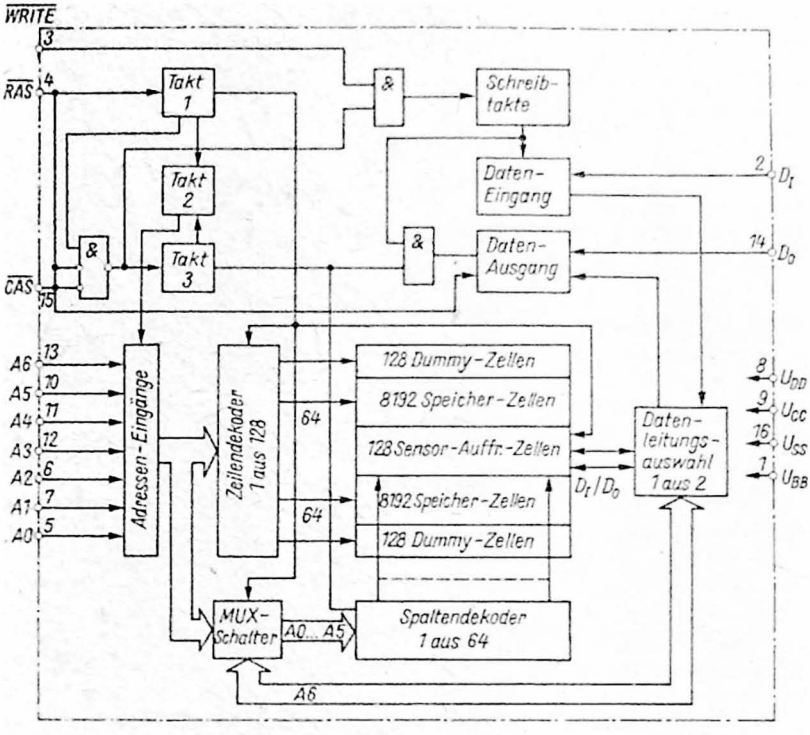


Bild 6 Übersichtsschaltplan des DRAM U 256 D

die Anschlüsse **RAS** (Row Address Strobe) und **CAS** (Column Address Strobe) die Übernahmesignale für die Zeilen- bzw. Spaltenadressen. Die negative Flanke des Signals veranlaßt die Übernahme der Adresse. Erst wenn das Lese-Schreib-Signal (WE) logisch «H» und auch die Adresse übernommen ist, wird die Ausgangsinformation am Datenausgang (D0) zur Verfügung gestellt. Die unterschiedlichen Betriebsarten kann der Leser aus einem Datenblatt ersehen.

U 2716 D

Der *U 2716 D* (Bild 7) ist ein statischer, elektrisch programmierbarer und UV-löschbarer 16-Kbit-Festwertspeicher mit der Organisation von 2048 Worten zu je 8 bit. Die Speicherzellen sind in 128 Zeilen und 128 Spalten aufgeteilt. Zur Adressierung stehen 11 Adreßeingänge für die Spalten- (A0 bis A3) und die Zeilenauswahl (A4 bis A10) zur Verfügung. Die Datenausgabe und die Dateneingabe beim Programmieren geschieht

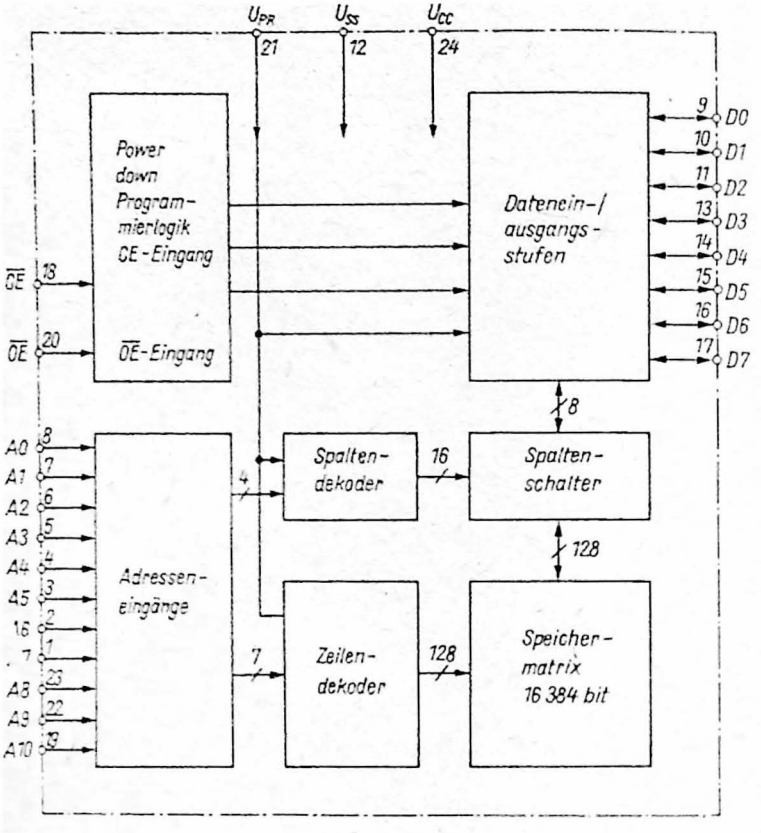


Bild 7 Übersichtsschaltplan des EPROM U 2716 D

über die Datenleitungen D0 bis D7. Der Eingang /CE bewirkt die Chipaktivierung und der Eingang /OE die Freigabe der Ausgänge.

Im Ruhezustand /CE = H sind die Datenausgänge hochohmig. Bei /OE = H befinden sich die Datenausgänge ebenfalls im hochohmigen Zustand. Mit Chipaktivierung (/CE = L) und /OE = L werden die Ausgänge freigegeben. Zum Programmieren werden die Adresse und das Datenbyte angelegt. Die Programmierspannung U_{PR} ist 25 V, /OE auf «H» gelegt. Mit einem TTL-Impuls von 50 ms am /CE-Eingang werden die Daten in den Speicher programmiert.

Speichersysteme

Ein Hauptanwendungsgebiet der digitalen Halbleiterspeicher sind die Programm- und die Datenspeicher in Mikrorechnersystemen. Bild 8 zeigt eine Minimalkonfiguration eines Mikrorechnersystems. Neben der Mikroprozes-

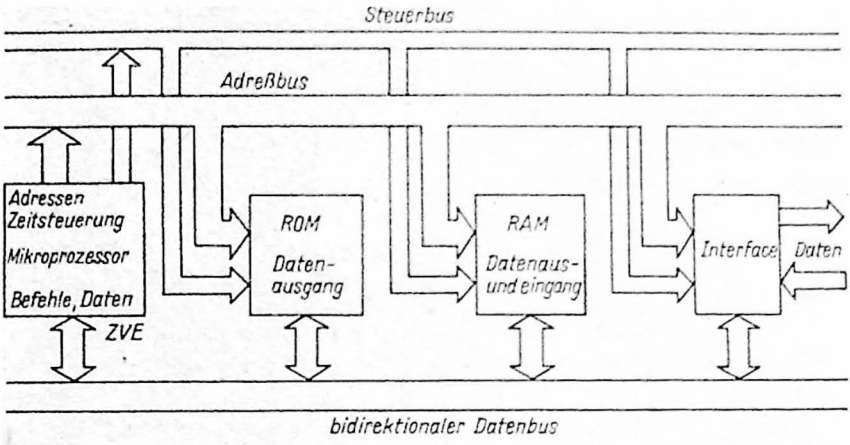


Bild 8 Minimalkonfiguration eines Mikrorechnersystems

sor- und der Interface-Baugruppe sind der Festwertspeicher für die Firmware (Betriebssystem usw.) und der Schreib-Lese-Speicher für die zu verarbeitenden Daten die wichtigsten Baugruppen. Die Speicher sind mit dem Mikroprozessor über den Adreßbus und den Datenbus verbunden. Die Befehle zur Bausteinaktivierung (CS, CE u. ä.), Schreiben oder Lesen (WE) und alle anderen Taktsignale erhält der Speicherbaustein über den Steuerbus. Das Interface ist schließlich die vom Mikroprozessor gesteuerte Schnittstelle zur Außenwelt.

Die meisten Mikroprozessorsysteme haben eine Wortlänge von 8 bit. Die Wortlänge ist dabei die gleiche wie die des Akkumulators der ZVE (CPU), über den der gesamte Datenverkehr abläuft. Somit werden auch alle Daten in der Wortlänge des Akkumulators gespeichert. Die gespeicherten Daten (ROM/RAM) werden innerhalb des Programmablaufs über den Datenbus abgerufen. Jedem Datenwort ist dazu eine Adresse zugeordnet, die über den Adreßbus zum Speicher gesendet wird. Die Anzahl der Adreß-bits muß dabei nicht die Wortlänge der Daten haben. Es ist üblich, 8-bit-Mikroprozessoren mit einem 16-bit-Adreßbus aufzubauen. Das hat den Vorteil, daß sich eine Adresse aus 2 Datenworten (L- und H-Teil) zusammensetzen läßt. Über einen 16-bit-Adreßbus kann man insgesamt einen Speicherbereich von 64 KByte (65 536 × 8 bit) ansprechen. Der Speicherbereich kann dabei beliebig auf Festwert- und Schreib-Lese-Speicher verteilt werden (Bild 9).

Da die Speicherbausteine eine geringere Speicherkapazität sowohl in bezug auf bit-Breite als auch Wortlänge haben können, müssen größere Speicher aus mehreren Speicherbausteinen aufgebaut werden.

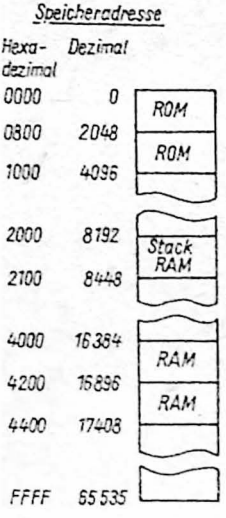


Bild 9
Speicherbelegung eines Mikrorechnersystems

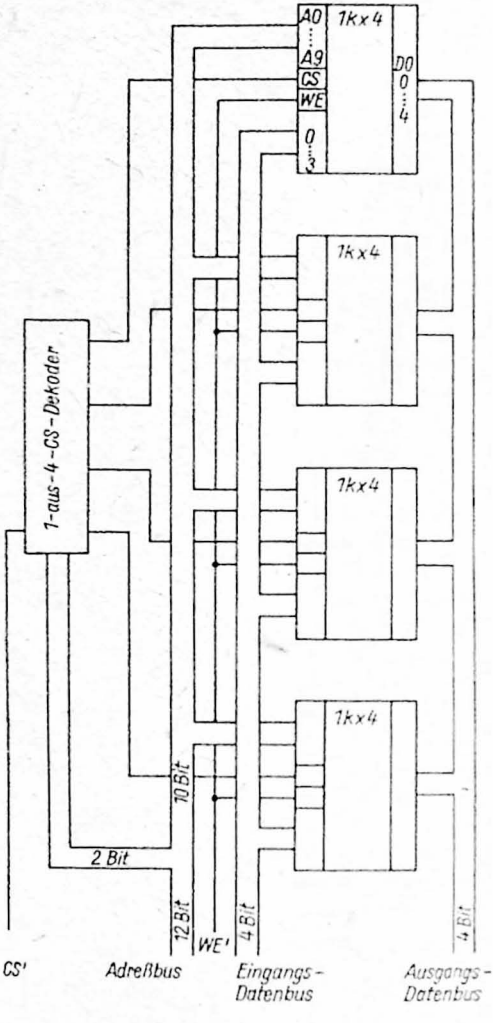


Bild 10
Aufbau eines Speichersystems 4 K × 4 bit aus Speicherbausteinen 1 K × 4 bit

Kapazitätserweiterung

Eine Kapazitätserweiterung kann sowohl in bit-Richtung vorgenommen werden, wobei sich die Anzahl der bits für jedes Wort vergrößert, als auch in Wort-Richtung, bei der die Anzahl der adressierbaren Worte vergrößert wird. Bei der Kapazitätserweiterung in bit-Richtung werden die Adreß- und die Steuersignale der Speicherbausteine parallelgeschaltet und die Datenein- bzw. -ausgänge entsprechend der Datenbreite auf den Datenbus gelegt.

Bei der Kapazitätserweiterung in Wort-Richtung werden die Dateneinund -ausgänge, das Schreib/Lese-Signal und die zur Adressierung des Spei-

cherbausteines benötigten Adressen parallelgeschaltet. Die höheren Adressen, die nicht mehr zur Adressierung des eingesetzten Speicherbausteines gebraucht werden, schaltet man auf einen CS-Dekoder, der die CS-Signale für die einzelnen Speicherbausteine bildet. Dieser CS-Dekoder läßt sich wiederum über ein CS'-Signal sperren, womit man Speicherblöcke auswählen kann (Bild 10).

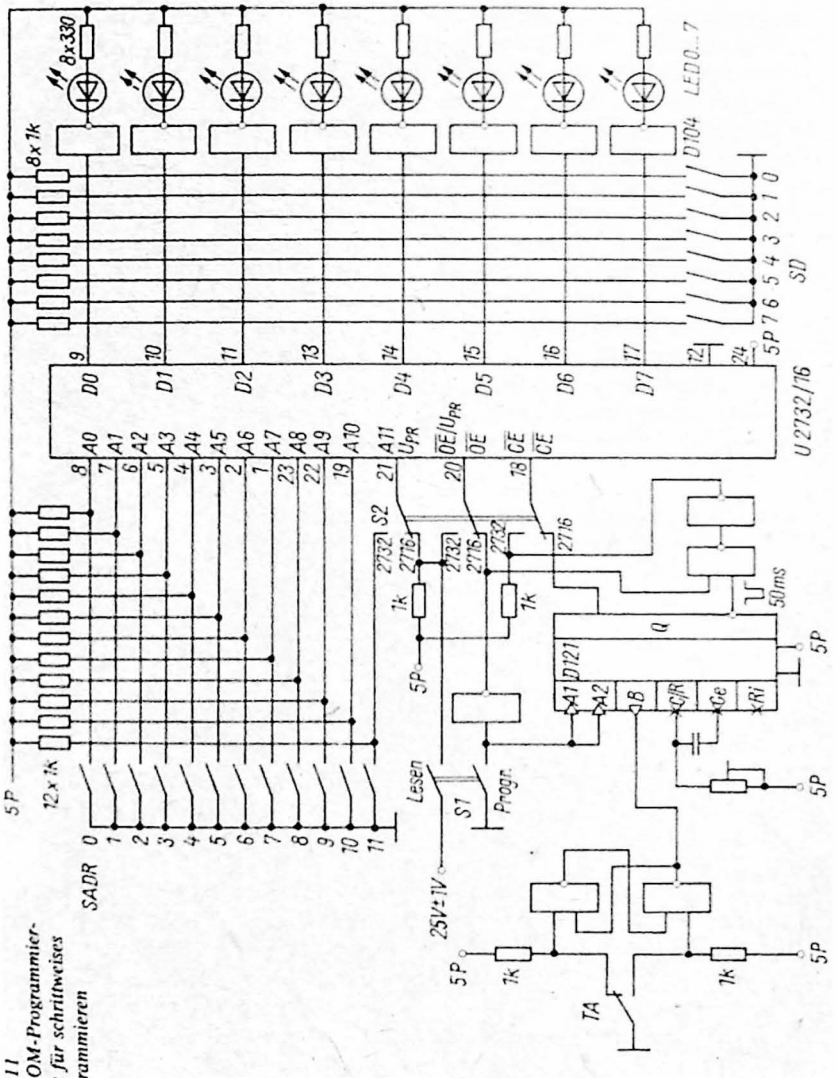


Bild 11
EPROM-Programmiergerät für schrittweises Programmieren

Ein Programmiergerät für schrittweises Programmieren

Bild 11 zeigt den Stromlaufplan eines Programmiergeräts für das schrittweise Programmieren der EPROM *U 2716 D* und *U 2732 D* sowie ihrer PROM-Typen. Mit den Schaltern SADR0 bis SADR11 wird die Adresse der zu programmierenden Speicherzellen eingestellt. Mit den Leuchtdioden LED0 bis LED7 kann der Inhalt (Daten) der ausgewählten Speicherzellen angezeigt werden. Zum Programmieren wird mit dem Schalter S2 der Typ (*U 2716 D* oder *U 2732 D*) ausgewählt. Danach wird der Schalter S1 auf Programmieren gestellt. Nun können die Daten an den Schaltern SD0 bis SD7 eingestellt werden. Der geschlossene Schalter entspricht logisch «L», der offene logisch «H». An den Leuchtdioden kann das Datenbyte überprüft werden. Nachdem alle Schalter betätigt sind, wird die Taste TA gedrückt, und das Datenbyte ist im EPROM eingeschrieben. Man kann nun die nächste Adresse einstellen und das nächste Datenbyte programmieren usw.

Zum Auslesen der Daten wird der Schalter S1 auf Lesen gestellt, und an den Leuchtdioden liegt das Datenbyte der entsprechenden Adresse an. Vor der Verwendung des Programmiergeräts muß der Monoflop *(D 121 D)* exakt auf 50 ms eingestellt werden. Ein zu langer Impuls kann den Speicher zerstören, bei einem zu kleinen Impuls ist nicht sichergestellt, daß die Daten fest in den Speicherzellen «verankert» sind. Weiterhin ist darauf zu achten, daß manche Importtypen des *U 2732 D* nur mit einer Programmierspannung U_{PR} von 22 V programmiert werden dürfen.

Tabelle Typenübersicht zu Halbleiterspeicherbauelemente

Typ	Hersteller	Funktion	Art	TGL	Internationaler Typ
U 202 D	DDR	1024 × 1 bit	sRAM	35 333	2102A/ K565RU2
U 202 DA	DDR	1024 × 1 bit	sRAM	38 005	
U 214 D	DDR	1024 × 4 bit	sRAM	42 232	2114
U 215 D	DDR	1024 × 1 bit	sRAM (DO)[1]	38 995	2115
U 224 D	DDR	1024 × 4 bit	CMOSRAM	42 233	HM6514
U 225 D	DDR	1024 × 1 bit	sRAM (TS)[2]	38 995	2125
U 253 D	DDR	1024 × 1 bit	dRAM	32 060	1103
U 256 D	DDR	16 K × 1 bit	dRAM	38 690	MK4116/ K565RU3
U 2164 D	DDR	64 K × 1 bit	dRAM	42 234	2164
U 8246 D	DDR	256 × 4 bit	CMOSRAM	(EMS2613)	
K565RU1	SU	4 K × 1 bit	dRAM		
K565RU1A	SU	4 K × 1 bit	dRAM		
KR565RU1	SU	44 K × 1 bit	dRAM		
K565RU2	SU	1 K × 1 bit	sRAM		
KR565RU2	SU	1 K × 1 bit	sRAM		
K565RU3	SU	16 K × 1 bit	dRAM		
K565RU5	SU	64 K × 1 bit	dRAM		
K565RU6	SU	16 K × 1 bit	dRAM (+5V)		

Typ	Hersteller	Funktion	Art	TGL	Internationaler Typ
KM132RU5	SU	4 K × 1 bit	sRAM		
KM537RU1	SU	1 K × 1 bit	CMOSRAM		
KR537RU1	SU	1 K × 1 bit	CMOSRAM		
KR132RU4	SU	1 K × 1 bit	sRAM		
K155RU2	SU	64 bit	sRAM (TTL)		
MH7489	ČSSR	64 bit	sRAM (TTL)		
MH1902	ČSSR	1 K × 1 bit	CMOSRAM		
U 501 D	DDR	256 × 8 bit	ROM	32057	1302
U 505 D	DDR	1 K × 8 bit	ROM	34815	2308
U 551 D	DDR	256 × 8 bit	PROM	32874	1602A
U 552 D	DDR	256 × 8 bit	EPROM	35838	1702A
U 555 D	DDR	1 K × 8 bit	EPROM	37787	2708
U 2716 D	DDR	2 K × 8 bit	EPROM	43077	2716
U 2732 D	DDR	4 K × 8 bit	EPROM	43809	2732
U 2764 D	DDR	8 K × 8 bit	EPROM		2764
U 2316 D	DDR	2 K × 8 bit	ROM		2316
U 2616 D	DDR	2 K × 8 bit	PROM	43078	2616
U 2364 D	DDR	8 K × 8 bit	ROM	43076	2364
U 2365 D	DDR	8 K × 8 bit (mit internem Adreßlatch)	ROM	43076	
K573RF1	SU	1 K × 8 bit	EPROM		2708
K573RF2	SU	2 K × 8 bit	EPROM		2716
K573RF5	SU	2 K × 8 bit	EPROM		2716
U 352 D	DDR	64 × 1 bit	D-Schieberegister	26178	
U 401 D[3]	DDR	Zeichengenerator 3200 bit		33014	
U 402 D[4]	DDR	Zeichengenerator 2560 bit		32059	
U 403 D[5]	DDR	Zeichengenerator 2560 bit		32059	

1 – OD – Open-Drain-Ausgang
2 – TS – Tristate-Ausgang
3 – 64 Zeichen in 10 × 5-bit-Worten (Spaltenausgabe)
4 – 64 Zeichen in 8 × 5-bit-Worten (Zeilenausgabe)
5 – 32 Zeichen in 8 × 10-bit-Worten (Zeilenausgabe)

Neuere Formen der Dateneingabe in EDVA und Kleinrechnern

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Die Dateneingabe bzw. -erfassung spielt eine wesentliche Rolle bei der Kommunikation zwischen Mensch und Rechner und nicht zuletzt bei der Akzeptanz neuer, mit Rechentechnik arbeitender Kommunikationsdienste. Dabei versteht man unter Datenerfassung alle Arbeitsabläufe, die notwendig sind, um Informationen so aufzubereiten, daß sie direkt oder indirekt an eine nachfolgende Datenverarbeitung gegeben werden können. Unter Berücksichtigung des Anteils, den der Mensch bei der Dateneingabe zu leisten hat, kann folgende Einteilung getroffen werden:

- Datenerfassung unter Einbeziehung des Menschen – alle anfallenden Informationen werden vom Menschen selbst eingegeben. Er wird dabei durch Bedienerführung, Menütechnik, Formatierung und Kontrollen unterstützt.
- Teilautomatische Datenerfassung – ein Teil der Informationen wird automatisch eingegeben. Der Eingabevorgang wird vom Menschen eingeleitet (z. B. Eingabe eines Datenträgers).
- Automatische Datenerfassung – der Mensch übt nur noch eine Überwachungsfunktion aus, die Informationen werden automatisch innerhalb eines Prozesses oder Systems abgefragt und erfaßt.

Dieser Einteilung kann die zur Verfügung stehende oder künftige Gerätetechnik zur Dateneingabe zugeordnet werden. Alphanumerische Tastaturen setzt man vornehmlich zur Datenerfassung unter Einbeziehung des Menschen ein. Hierunter fällt auch die Spracheingabe, für die es bereits erste Ansätze gibt. Eine teilautomatische Datenerfassung ist mit optischer Zeichenerkennung und Strichkodelesern möglich, während die automatische Datenerfassung auf den Einsatz vielfältiger Sensoren zurückgreift, die in unterschiedlicher Form in Prozesse oder Systeme einbezogen werden.

Mit dem Einsatz von Büro-, Personal- und Kleincomputern hat sich eine Dateneingabe als effektiv erwiesen, die unmittelbar mit dem Bildschirm als Ausgabegerät kombiniert ist und eine Mensch/Maschine-Kommunikation ermöglicht. Entsprechende Softwarelösungen gestatten eine effektive Bedienerführung oder Menütechnik, so daß die Arbeit mit diesen Rechnern auch für Laien auf dem Gebiete der Datenverarbeitung attraktiv wird. Damit wird die Dateneingabe als Schnittstelle Mensch/Maschine in ihrer Bedeutung unterstrichen. Ziel sind in diesem Fall möglichst anwenderfreundliche Lösungen, die den Arbeits- und Funktionsgewohnheiten entsprechen.

Mobile Datenerfassung

Die Datenerfassung und Funktionssteuerung über rationelle Erfassungseinrichtungen ist eine Zielstellung, die eine effektivere Dateneingabe ermöglicht und für die bereits unterschiedliche Lösungsvarianten entwickelt wurden. Einmal geht es darum, Daten am Ort ihres Entstehens, z. B. bei der Auslieferung von Waren in einem Lager, bereits eingeben zu können, und zum anderen, alphanumerische Eingaben mit geringstem Aufwand für kleine Geräte (Kleincomputer) zu erleichtern.

Eine mobile Datenerfassung mit einem tragbaren Terminal im Taschenrechnerformat gestattet die Optoelektronik. Das Terminal in Taschenrechnergröße ist mit Eingabetastern ausgestattet. Über Lumineszenzdioden (LED) werden die kodierten Signale einem Infrarotstrahl aufgeprägt, der sie an einen Datensammler – etwa an der Decke einer Lagerhalle – überträgt. Der Datensammler ist selbst mit der Zentraleinheit verbunden und kann auch Signale über einen IR-Strahl an die Terminals zurücksenden. Auf diese Weise kann man eine Eingabequittierung oder das Abrufen, z. B. des im Rechner verbuchten Lagerbestandes, realisieren. Dazu ist auf dem Handterminal eine optische Anzeige wie bei einem Taschenrechner vorhanden. Eine derartige mobile Datenerfassung ist auch in der Fertigung von Interesse.

Eine weitere neuartige Dateneingabe mit hoher Mobilität ist mit einem handschriftlich ausgefüllten Eingabeformular möglich. Zur Eingabe der Daten legt der Benutzer ein Eingabeformular auf die Schreibfläche und schreibt die Zeichen von Hand in Druckschrift in vorgezeichnete Datenkästchen ein. Die Schreibfläche besteht aus 2 beschichteten Membranen, die durch einen kleinen Luftspalt voneinander getrennt sind. Die obere Membran gibt bei der Beschreibung des Formulars nach und bekommt mit der Untermembran Kontakt. Durch einen Analog/Digital-Wandler wird dieser Punktkontakt in X- und Y-Koordinatenwerte umgewandelt. Ein eingebauter Mikroprozessor läuft dem Schreiber in seiner formbildenden Bewegung des Zeichens nach und erkennt die Art, in der sich das Zeichen aufbaut. Er bestimmt dann den Lageort des Zeichens auf der Schreibfläche und überträgt ihn zusammen mit einer Rasterposition zum Hauptrechner. Die Schreibfläche z. B. ist als Raster von 544 Datenkästchen angeordnet und in 17 Zeilen mit 32 Zeichenstellen aufgeteilt.

Zur mobilen Dateneingabe verwendet man auch handkoffergroße Terminals mit alphanumerischer Tastatur, die z. B. über die Fernsprechleitung mit der Zentrale in Verbindung treten.

Dateneingabe über den Bildschirm

Die Dateneingabe über den Bildschirm eines Monitors ermöglicht eine besonders rationelle Mensch/Maschine-Kommunikation mit Bedienerführung, wobei entsprechende Angebote der Rechnerdienstleistung auf dem Bildschirm in Menütechnik erscheinen, aus denen der Benutzer in einfach-

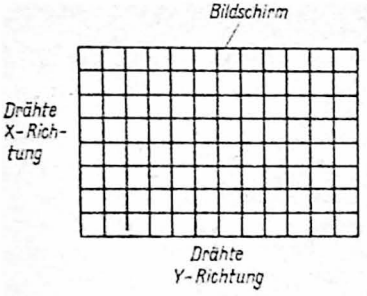


Bild 1
Widerstandsmembran

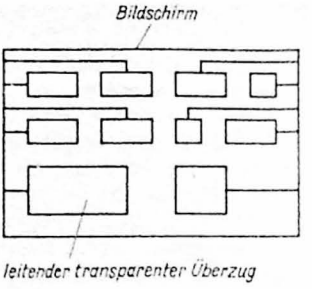


Bild 2
Kapazitätssensorbildschirm

ster Weise auswählen kann. Dabei kann auch eine Eingabe- oder Funktionsquittierung einbezogen werden, die dem Benutzer Auskunft über die Annahme seiner eingegebenen Daten und eventuell auch über die durch sie ausgelösten Wirkungen gibt.

Bei einem Bildschirm, der mit einer Dateneingabe durch Berührung arbeitet, drückt der Benutzer mit dem Finger gegen einen Leuchtpunkt, einen Buchstaben oder ein Symbol, das auf dem Bildschirm erscheint, um so einen bestimmten Befehl einzugeben oder eine Funktion zu veranlassen. Der Berührungsbildschirm kann in unterschiedlicher Weise als Widerstandsmembran, Kapazitätssensorbildschirm, Oberflächenwellensensorbildschirm oder Opto-Sensorbildschirm realisiert werden. Derartige berührungsempfindliche Bildschirme erleichtern die Dateneingabe z. B. gegenüber Tastaturen, da auf dem Bildschirm in einer Menütechnik auszuwählende Sachverhalte oder anzuwählende Informationsinhalte optisch und auch in Farbe dargestellt werden. Dabei läßt sich die Darstellung in der Form vornehmen, in der der Sachverhalt im täglichen Leben in Erscheinung tritt (z. B. Inhaltsverzeichnis), d. h., der Nutzer kann weitgehend seine gewohnten Kommunikationsgewohnheiten beibehalten.

Die Widerstandsmembran (Bild 1) besteht aus 2 durchscheinenden Plastfolien, die über den Bildschirm gespannt werden. In jeder Folie sind Drähte eingeätzt, die in einer Folie in X-Richtung, in der anderen in Y-Richtung verlaufen. Bei Berührung mit dem Finger werden 2 Drähte miteinander in Kontakt gebracht. Der entsprechende XY-Punkt wird über einen Prozessor erfaßt und bewirkt im Zusammenhang mit dem auf der Bildschirmfläche dargestellten und mit dem Finger angewählten Symbol den auslösenden Befehl.

Der Kapazitätssensorbildschirm (Bild 2) enthält auf dem Bildschirm aufgesetzte, in einzelne Felder unterteilte transparente leitende Folien, die über Drähte mit dem Abfrageprozessor verbunden sind. Bei Berührung der Felder mit dem Finger wird eine kapazitive Veränderung verursacht, die über den Abfrageprozessor zur Auswertung gelangt.

Beim Oberflächenwellensensorbildschirm erzeugen Piezowandler entlang der X- und der Y-Achse einer transparenten Schicht über dem Bildschirm

Oberflächenwellen, die an der Stelle einer Fingerberührung reflektiert werden.

Der Opto-Sensorbildschirm enthält vor dem eigentlichen Bildschirm eine Einrichtung, die z. B. an ihrem unteren und rechten Rand LEDs und am oberen und linken Rand Fotodetektoren enthält. Auf diese Weise wird vor dem Bildschirm ein Lichtstrahlgitter gebildet. Jede LED hat einen ihr zugeordneten Fotodetektor. Bei Berührung mit dem Finger wird ein Teil der Lichtstrahlen unterbrochen. Der Abfrageprozessor ermittelt die zugehörigen X-Y-Koordinaten. Die Einrichtung arbeitet in Multiplextechnik. Die Auflösung ist etwa 2,5 mm. Von Vorteil ist die Tatsache, daß Kontaktgebiete unterschiedlicher Größe und Form definiert werden können.

Optoelektronische Tastaturen

Einfache und damit preiswerte Tastaturen mit hoher Zuverlässigkeit und möglichst ohne bewegliche mechanische Teile sind für periphere Dateneingaben und Kleincomputer wünschenswert. In diese Tendenz ist eine Opto-Tastatur einzuordnen, die ohne Mechanik mit Lichtstrahlen arbeitet. Die Opto-Tastatur kann auch mit Einzelelementen (Opto-Taste) arbeiten und zur Funktionseingabe in unterschiedlichen Geräten (elektrische Heimgeräte) genutzt werden.

Bei der Opto-Tastatur benutzt man eine Lichtstrahlführung in einem Glaskörper (Glasplatte) mit parallelen Flächen. Der Brechungsindex des Glaskörpers liegt oberhalb 2. Ein Lichtstrahl, der durch eine der ebenen Flächen einfällt, kann nur durch eine zur Einfallsfläche parallele Fläche wieder austreten. An den anderen Flächen wird der Lichtstrahl totalreflektiert. Somit kann störendes Fremdlicht (Sonnenlicht), das z. B. von oben in die Glasplatte eindringt, nicht seitlich austreten und auch nicht die waagerecht verlaufenden Tastaturlichtsignale beeinflussen. Auf diese Weise kommt es zu einem internen Lichtstrahlenverlauf, der vom äußeren Licht nicht beeinträchtigt werden kann. Berührt man jedoch die Oberfläche der Glasplatte am Ort einer Totalreflexion mit dem Finger (Bild 3), so verlassen Fotonen durch den Nahkontakt an der Grenzfläche die Glasplatte und werden absorbiert. Durch die Berührung wird das innere Strahlungsfeld beeinflußt. Dieser Effekt ist mit dem Tunneleffekt der Quantenmechanik vergleichbar.

In einer anderen Ausführungsvariante läßt sich die Lichtquelle unter der Glasplatte anordnen. Damit können der Ort und die Funktion der Taste ge-

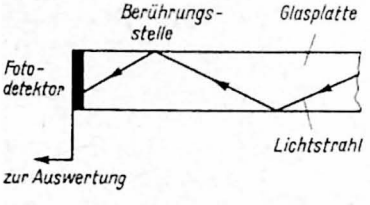


Bild 3
Prinzip der Opto-Taste

Tabelle Informationsformen und ihre Erfassung

Form, in der Informationen vorliegen	Art der Erfassung
Gedanklich	• phonetisch • Biosträme • Tastatur
Schriftlich	• Tastatur • Zeichenerkennung (optisch)
Gedruckt	• Zeichenerkennung • Strichkodeleser
Kurven, Diagramme, Meßgrößen	• optische Digitalisierung • Sensoren

kennzeichnet werden. Der Fotodetektor befindet sich z. B. an der Seite der Glasplatte. Die Lichtquellen (Leuchtdioden) können im Ruhezustand schwach leuchten (niedrige Pulsfrequenz), um so zu kennzeichnen, welche Taste auswählbar ist. Betätigt man eine Taste, leuchtet sie stärker oder blinkt und zeigt somit eine Funktionsquittung an. Neben üblichem Glas läßt sich auch *Pyacryl* zum Aufbau von Opto-Tasten oder Opto-Tastaturen verwenden.

Datenterminals von Auskunftssystemen

Das Zusammenwirken von Benutzer und EDVA wird im Fall eines nutzerfreundlichen Auskunfts-, Buchungs- oder Informationssystems z. B. durch 4 miteinander kommunizierende Komponenten realisiert:

- Personalcomputer, auf dem Bild- und Textinformationen dargestellt werden und der die gesamten Programmschritte steuert,
- Opto-Datenplatte für feste und/oder bewegte Bildabschnitte,
- berührungsempfindlicher Bildschirm für Auswahlmöglichkeiten durch den Benutzer,
- weiteres Dienstangebot in einem Netz.

Nach dem Starten des Systems erscheinen z. B. auf dem Bildschirm das aktuelle Tagesdatum und die Uhrzeit sowie eine Willkommensseite des betreffenden Systems (Auskunftssystem, Buchungssystem u. a.). Durch Berühren einer bezeichneten Bildschirmstelle, die anfangs auch beliebig sein kann, läuft das Programm ab. Es erscheinen auf dem Bildschirm jeweils Bilder, in die (auch farbig) Berührungsfelder eingeblendet sind, über die die gewünschten Text- oder Bildinformationen angefordert werden. Neben speziellen und mit alphanumerischen Zeichen gekennzeichneten Feldern gibt es allgemeine Felder mit folgenden Funktionen (Beispiele):

Zurück ≙ Rückgriff auf das vorhergehende Bild,
Beginn ≙ Rückgriff auf das zuvor dargestellte Ausgangsbild (einer Serie oder eines Sachverhalts),

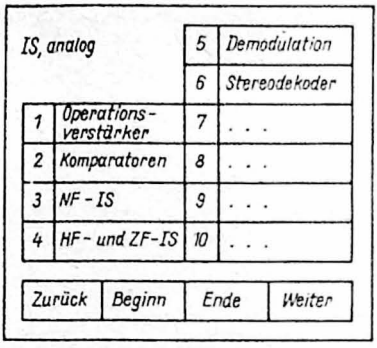


Bild 4
Auswahlangebot aus einem Auskunftssystem

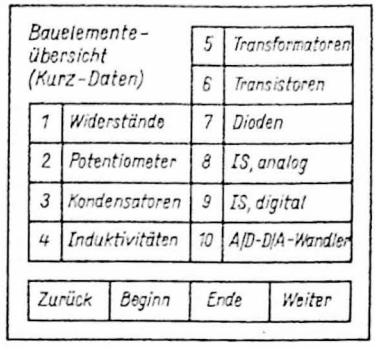


Bild 5
Verfeinertes Auswahlangebot

Ende ≙ Abbruch der Systembefragung,
Weiter ≙ Fortschalten auf das nächste Bild (bei einer Reihenfolge).
Personenbezogene Daten oder Bestelldaten können über eine alphanumerische Bildschirmmaske eingegeben werden. Korrekturen sind dabei möglich. Am Ende einer eingegebenen Zeile, die auf dem Bildschirm textlich auch sichtbar wird, drückt man das Eingabefeld. Dabei ist zu berücksichtigen, daß stets die gleiche Bildschirmmaske vor dem Bildschirm verwendet wird, es ändert sich nur die jeweilige Feldzuordnung zu den dargestellten angebotenen Auswahlkriterien.

Der Anschluß an ein Netz kann auch entfallen. In diesem Fall übernimmt der Speicher (Opto-Datenplatte oder Bildplatte) die Angebotsfunktion. Enthält der Speicher z.B. Bauelementedaten (Funktion: Bauelementedatenbuch), so ist ein Auswahlangebot nach Bild 4 denkbar. Durch ein Berühren der Zahlenfelder kann der gewünschte Sachverhalt (z.B. Feld 8: IS, analog) fensterartig geöffnet und näher dargestellt werden. Es erscheint ein neues Bild (Bild 5), das eine weitere Verfeinerung gestattet, bis die gewünschten Daten (einschließlich pin-Belegung) eines speziellen Schaltkreises auf dem Bildschirm erscheinen. Eine derartige Verfahrensweise wird auch mit Menütechnik bezeichnet und bereits beim Bildschirmtext-Dienst verwendet.

Literatur

[1] M.Krauß, E.Kutschbach, E.-G.Woschin, Handbuch Datenerfassung, Berlin 1985.
[2] B. Ahner, Datenerfassung mit dezentraler Erkennungstechnik, radio fernsehen elektronik 32 (1983) 1, Seite 8 bis 11.
[3] E. Panttaja, Touch screens let your fingers provide a fast, simple entry into the computer, Electronics, N.Y. 57 (1984) 8, Seite 140 bis 144.
[4] A.Bergström, C.Dahlström, Sensor-Taste nach optischem Prinzip, elektronik-industrie (Heidelberg) 15 (1984) 12, Seite 70, 73.

Dipl.-Ing. Gustav Westphal

Neue Übertragungsverfahren im Flugfunk

Die Einführung der Mikroelektronik in die Luftfahrttechnik hat wesentliche Ergebnisse gebracht: Masse, Volumen und Leistungsbedarf wurden drastisch reduziert, die Zuverlässigkeit und der Automatisierungsgrad erheblich gesteigert, und der Anwenderservice hat höhere Formen erreicht. Das alles kann aber nicht darüber hinwegtäuschen, daß auf dem Gebiet der Kommunikation im wesentlichen alles beim alten geblieben ist. Der Übergang von der Zweiseitenband-Amplitudenmodulation mit vollem Träger (A3E) zur Einseitenband-Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger (I3E) in den HF-Flugfunkbändern ist ja wahrlich kein Ereignis, das der neuen Technik bedurft hätte. Die Betriebsabwicklung (Anruf, Anrufantwort, Informationsübermittlung, Quittung, Schluß) hat sich ebenfalls nicht geändert. Auch unabhängig von der Art der Information wird immer ein sprachlicher Austausch vorgenommen. Der unmittelbare Gedankenaustausch in Echtzeit hat unbestreitbare Vorteile, doch ist er auch mit vielen Nachteilen behaftet, und er dürfte nicht immer und nicht in jedem Fall erforderlich sein.

Untersuchungsergebnisse über die Kommunikation auf den Flugfunkverbindungen Bord-Boden und Boden-Bord weisen aus, daß nur ein geringer Prozentsatz der übermittelten Informationen dem unmittelbaren Gedankenaustausch dient. Der weitaus überwiegende Anteil ist nicht einmal echtzeitgebunden. Dieser Teil besteht fast ausschließlich aus der Übermittlung von Angaben oder Meldungen, die weitgehend digitalen oder digitalisierbaren Ursprungs sind. Es werden also Daten durch Sprache übermittelt: welch ein Widerspruch!

Der unmittelbare sprachliche Gedankenaustausch ist zwar weiter erforderlich, doch wird er sich im wesentlichen auf folgende Fälle beschränken:

- Flugsicherungsfunkverkehr,
- Beratung zwischen dem Luftverkehrsunternehmen und der Besatzung zu kommerziellen Problemen (Routenänderungen, Zwischenlandung u. a.),
- Sicherheitsprobleme (Beratung zu technischen Störungen, Meldungen von Bedrohungen, Piraterie, terroristische Anschläge),
- Notfälle (Havarien und Rettungseinsätze).

Besonders hervorzuheben ist der Funkverkehr zwischen dem Luftfahrzeug und der Flugsicherung. Diese Informationen müssen sofort empfangen, bestätigt und realisiert werden. Die Realisierung ist zu bestätigen. Alle ande-

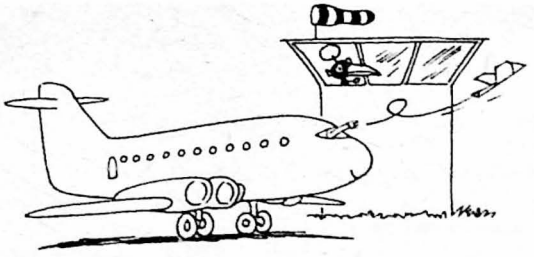
ren Informationen sind keine echtzeitbedingten Meldungen und bedürfen auch keines unmittelbaren Gedankenaustausches. Beispiele dafür sind:
- Startmeldungen vom Umkehr- oder Zwischenlandeflughafen,
- Wettermeldungen (außer Wetterwarnungen!),
- kommerzielle Meldungen (Menge und Besonderheiten bei Passagieren, Gepäck, Fracht),
- voraussichtliche Landezeit am Zielflughafen.

In absehbarer Zeit wird sich die Struktur und der Charakter des Informationsaustausches zwischen den Luftfahrzeugen und den Bodenstationen nicht ändern. Hier muß deshalb eine neue Phase einsetzen. Die Rationalisierung des Informationsaustausches ist unbedingt erforderlich, und dafür bestehen mehrere Möglichkeiten. Für das darzustellende Verfahren müssen als erstes die Informationen getrennt werden, in Informationen zum unmittelbaren Gedankenaustausch und in andere Informationen. Für den Gedankenaustausch ist Echtzeit beizubehalten. Das kann aber auch für einen Teil der anderen Informationen gefordert werden. Das ist die Basis des Verfahrens. Auslöser für die zu erwartende Entwicklung ist jedoch der insgesamt große und weiter steigende Bedarf an Informationsaustausch auf den Funkkanälen der zivilen Luftfahrt. Der Übergang auf SSB bei HF-Kanälen und die Reduktion der Kanalabstände von 50 auf 25 kHz bei VHF sowie die Erweiterung des VHF-Flugfunkbands um 1 MHz (bisher 117,975 bis 136,000 MHz, Erweiterung auf 117,975 bis 137,000 MHz) haben zwar einen Zuwachs an Kanälen gebracht, doch kann der Bedarf nur durch die Bereitstellung weiterer Kanäle befriedigt werden. In den für die zivile Luftfahrt brauchbaren Bändern ist das aber nicht mehr möglich.

Der Ausweg kündigt sich an: Übergang zur Digitaltechnik mit Einsatz von Mikroelektronik und Computern sowohl bei der Erfassung, Verarbeitung und Speicherung als auch bei der Übertragung der Informationen in beide Richtungen (Boden – Bord – Boden). Diese Technik ermöglicht einen hohen Automatisierungsgrad in allen Systemen und Teilsystemen des Übertragungswegs und die Übertragung auf dem Funkkanal mit relativ hohen Übertragungsgeschwindigkeiten. Die Nutzung der Zeiten, in denen der Kanal frei ist für diese Übertragungen, schafft weitere Kapazitäten ohne zusätzliche Kanäle.

Die Methode, bestehende Kanäle zur zusätzlichen Informationsübertragung zu nutzen, ist in der zivilen Luftfahrt nicht neu. Schon jetzt wird der Kanal, auf dem das Luftfahrzeug auf die Abfrage der Sekundärradaranlage am Boden antwortet (auf 1090 MHz), für die Übertragung des Kennzeichens des Luftfahrzeuges (oder der Liniennummer), der Flughöhe, des Zielflughafens u. a. genutzt.

Zur Realisierung der komplexen Übertragung werden Netze für den weltweiten Informationsaustausch geschaffen. Dabei sind bereits bestehende Verbindungswege (Kabel, Funk, Satelliten) einzubeziehen, um die Information schnell und richtig zum Empfänger zu bringen. Die Verbindungen schließen Analog- und Digitalübertragung gleichermaßen ein, so daß auch ein Telefongespräch zwischen Teilnehmern im Luftfahrzeug mit mehrere Tausend Kilometer entfernten Fernsprechteilnehmern möglich wird.



Die Datenübertragung in diesen Netzen ist vollautomatisiert. Die Adresse wird dem jeweiligen Datenblock kodiert vorangestellt, die Verbindung zum Adressaten durchgeschaltet und der Datenblock (häufig mit Zwischenspeicherung) übertragen. Den Schluß eines Datenblocks bildet eine Signalfolge, die beim Empfänger die Fehlererkennung gestattet. Nach dem vollständigen und richtigen Empfang wird ein Quittungssignal ausgesendet, das die Übertragung beendet und die Verbindung auflöst. Ist der Datenblock fehlerhaft empfangen worden, so unterbleibt die Aussendung des Quittungssignals. Der Datenblock wird nun wiederholt, bis er sich fehlerfrei empfangen läßt und das Quittungssignal folgt. Eine weitere Einsatzvariante ist der Übergang von der Fehlererkennung zur Fehlerkorrektur. Das schließt Wiederholungen weitgehend aus, fordert aber einen größeren Aufwand.

Das vorgesehene Verfahren schließt die automatische Erfassung der Daten an Bord des Luftfahrzeugs in Verbindung mit den jeweiligen Bordsystemen, die übertragungsgerechte Aufbereitung und Aussendung ein und führt damit zur Entlastung des Cockpitpersonals von «überflüssigen» Arbeiten. So läßt sich z. B. die Startzeit durch die Schalter am Fahrwerk (die beim Abheben durch die Entlastung der Federbeine betätigt werden) erfassen und bei freiem Übertragungskanal aussenden. Echtzeit ist in diesem Fall nicht erforderlich. Die Zeitinformation wird der Borduhr entnommen, und Zusatzinformationen gibt die Besatzung vorher ein.

Auf dem umgekehrten Übertragungsweg (Boden – Bord) können die Informationen auch an Bord ausgedruckt werden, die dann der Besatzung schriftlich vorliegen. Das in manchen Situationen kritische Mitschreiben an Bord bei mündlich durchgegebenen Meldungen ist nicht erforderlich, und Mißverständnisse sind weitgehend ausgeschlossen. Das betrifft z. B. Wettermeldungen für Strecke und Landeflughafen, Zustandsmeldungen über die Start- und Landebahn am Zielflughafen, Meldungen über Ausfälle von Streckennavigationsmitteln am Boden u. a. nicht an Echtzeit gebundene Mitteilungen.

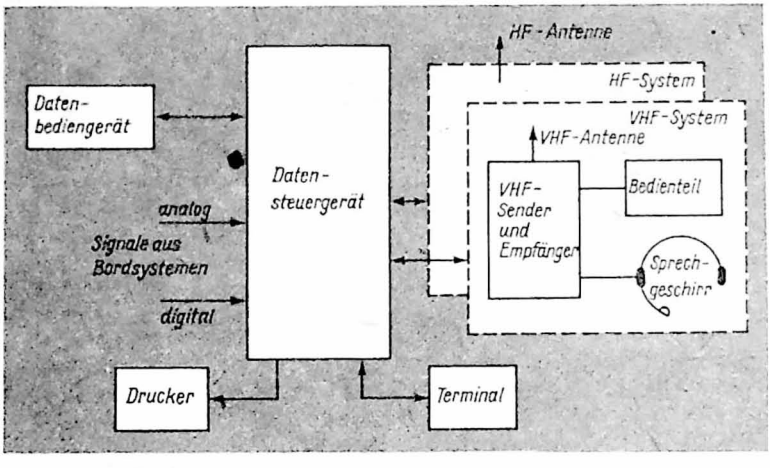
Das System der Übertragung wird einen kooperativen Charakter haben. Dem sind die möglichen Betriebsarten angepaßt. Im ersten Verfahren werden alle Luftfahrzeuge, die sich in dem der Bodenfunkstelle zugeordneten Luftraum befinden, periodisch abgefragt. Die Abfrage wird vollautomatisch und mit Digitaladresse zur Identifizierung des Luftfahrzeugs vorgenommen. Die Antwort des Luftfahrzeugs besteht aus der Quittung der Abfrage und der anschließenden Übertragung gegebenenfalls vorliegender Informa-

tionen, die an Bord gespeichert waren. Die periodische Abfrage und Abfragequittung sichert eine kontinuierliche Verbindungsprüfung auch wenn keine Informationen vorliegen. In dieser Betriebsart ist keine Sättigung des Übertragungswegs zu erwarten, da immer nur das abgefragte Luftfahrzeug Informationen überträgt. Bei einem weiteren Verfahren prüft der jeweilige Computer, der eine Information zur Übertragung vorzuliegen hat (Bord- oder Bodencomputer), ob der Übertragungsweg frei ist, und beginnt bei positivem Prüfergebnis mit der Aussendung. Durch das oben beschriebene Quittungsverfahren läßt sich auch in diesem Fall ein Verlust der Information, weil sie vom Adressaten nicht empfangen wurde, ausschließen.

Ein Vergleich zwischen Analog- und Digitalsignal fällt für die Übertragung auf diesen Kanälen eindeutig zugunsten der Digitalsignale aus. Das Verhältnis von Nutz- zu Störsignal, das auf den HF- und VHF-Verbindungen auf größere Entfernungen ohnehin nicht das beste ist, wirkt sich ungünstig auf die Verständlichkeit des Sprach-(Analog-)Signals aus und kann zu Mißverständnissen führen. Wenn Analogsignale bereits im Rauschen untergehen, können Digitalsignale noch ausgewertet werden, ja sie lassen sich sogar mit der Fehlererkennung auf Richtigkeit prüfen.

Die technischen Einrichtungen an Bord und am Boden müssen auf die «neue» Übertragungsart eingestellt werden. Daß der Aufwand dabei so gering wie möglich gehalten werden muß, ist ein Gebot der Ökonomie. Was liegt also näher, als die vorhandenen Einrichtungen weitgehend zu nutzen und zu ergänzen. Als Beispiel dafür soll die Bordseite dargestellt werden (Bild 1). Die wichtigste Aufgabe ist die Anpassung der Datenausrüstung an die vorhandenen HF- und VHF-Systeme. Dazu setzt man ein Datensteuergerät ein, das über ein Datenbediengerät bedient wird, wenn Informationen durch die Besatzung abzusetzen sind. Wenn das Datensteuergerät entspre-

Bild 1 Bordausrüstung für Daten- und Sprachübertragung



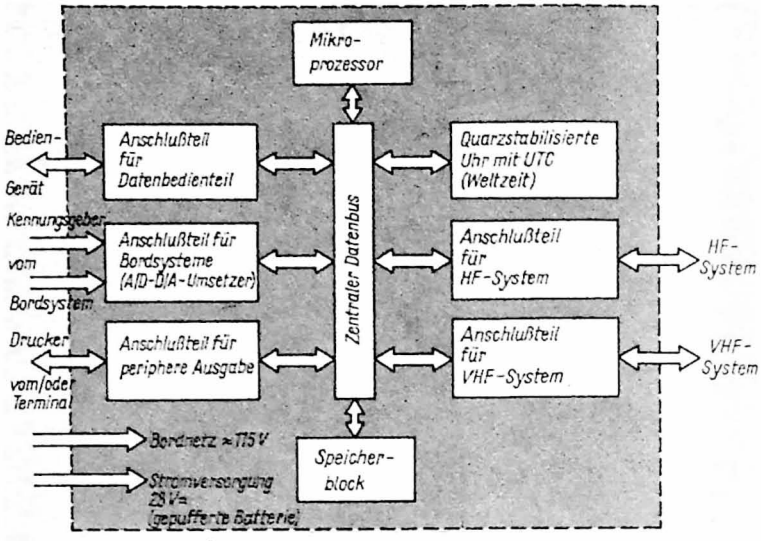


Bild 2 Aufbau eines Datensteuergeräts

chend programmmiert ist, dann lösen auch Signale aus Flugzeugsystemen automatische Datenübertragungen aus. Im Terminal oder Drucker können die ankommenden Daten sichtbar gemacht werden. Das Datensteuergerät kann auch die Aufgabe übernehmen, einen Sprechpartner am Boden über einen Datenkode rufen zu lassen und bei bereitstehender Verbindung den Sprechkanal durchzuschalten. Bild 2 vermittelt einen Einblick in ein Datensteuergerät und klärt auch, warum sich ein solches Gerät für die Luftfahrt nur mit Mikroelektronik realisieren läßt.

Der weitaus größte Aufwand für Netze der beschriebenen Art ist am Boden zu treiben. Es sind Netze zu schaffen, die eine kontinuierliche Verbindung zwischen den Zentralen der Luftverkehrsunternehmen oder ihren Vertretungen in anderen Ländern und den Luftfahrzeugen an beliebigen Orten im Luftraum bieten, Vermittlungs- und Speicherkapazität zu bilden und das Zusammenwirken so zu organisieren, daß alle Informationen sicher übertragen werden (Bild 3). Die einzelnen Segmente dieses Systems bilden eine sichere Kette für die Übermittlung von Informationen, mit denen die zivile Luftfahrt sicherer, zuverlässiger und ökonomischer gestaltet werden kann. Es sind sehr große Investitionen erforderlich, doch der Rationalisierungseffekt ist nicht zu verkennen.

Die für die genannten Systeme geltenden Vorteile legen den Gedanken an eine militärische Nutzung nahe. Die Verwendung beliebiger Kodes im vorgegebenen Koderahmen gestattet die Übermittlung von Meldungen mit relativ hoher Geheimhaltung. Damit ist aber lediglich eine der Forderungen für militärische Nachrichtenverbindungen erfüllt. Eine weitere Forderung

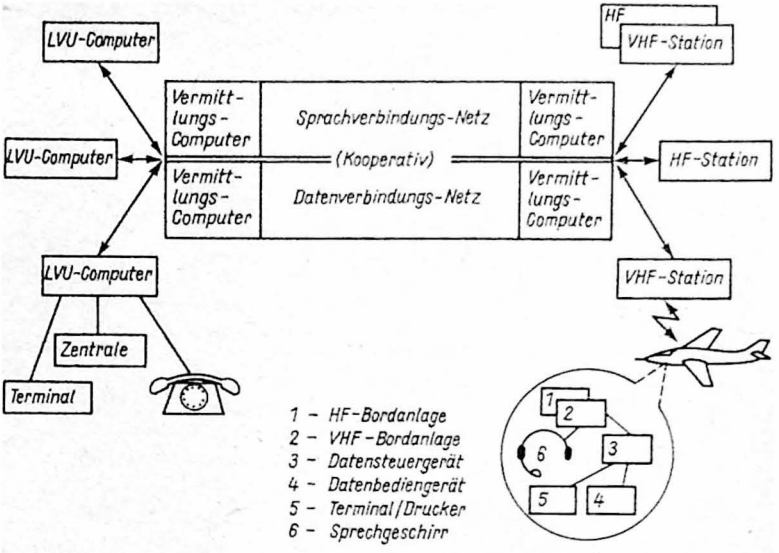


Bild 3 Schema der Organisation der Verbindungen für Daten- und Sprachübertragungen

ist die Sicherheit. Die Führung verlangt ununterbrochene Verbindungen. Das können Systeme der beschriebenen Art unter kritischen Bedingungen nicht bieten. Die bekannten Übertragungsfrequenzen können gestört werden; die Netze sind international vermascht und unterliegen damit möglichen gewaltsamen Beeinflussungen. Aus diesen Erkenntnissen heraus ist ein Verfahren entwickelt worden, das die Sprachübertragung sowohl ungestört als auch abhörsicher ermöglichen soll.

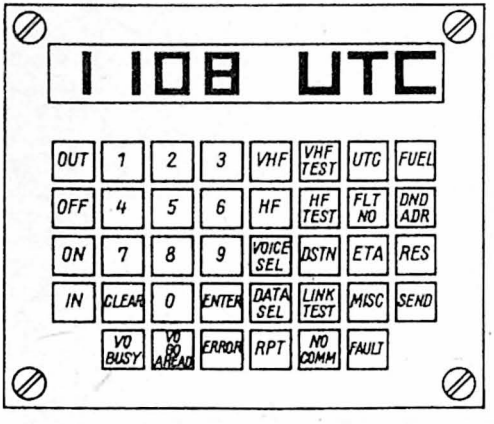


Bild 4
Mögliche Frontplatte eines Datenbediengeräts

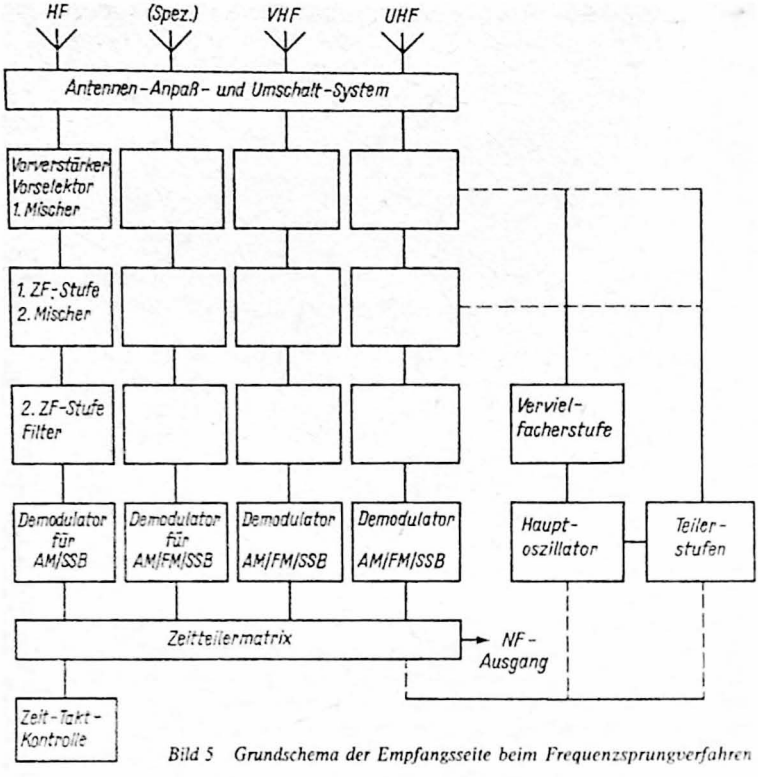


Bild 5 Grundschema der Empfangsseite beim Frequenzsprungverfahren

Die Erhaltung einer Funkverbindung unter Erfüllung der militärisch geforderten Bedingungen setzt einen erheblichen Aufwand voraus. Neben hoher Disziplin und Qualifikation des Personals sind Manöver mit Technik und Frequenzen sowie auch die Funktäuschung erforderlich. Es ist mit hoher Wahrscheinlichkeit zu erwarten, daß eine als vom Gegner genutzt erkannte Frequenz überwacht und bei Unergiebigkeit gestört wird.

Das erwogene Verfahren will sowohl dem einen als auch dem anderen Einfluß entgehen. Es soll das Springfrequenzverfahren angewendet werden. Dazu wird eine zu übertragende gesprochene Nachricht durch eine Zeitteilerschaltung mit Matrix in Segmente aufgeteilt und diese systematisch verteilt und auf unterschiedlichen Frequenzen ausgestrahlt. Die Abstände der ausgestrahlten Trägerfrequenzen (also die Frequenzsprünge) können so groß sein, daß ursprünglich nebeneinanderliegende Segmente bei der Ausstrahlung in unterschiedlichen Frequenzbereichen (HF, VHF, UHF) gesendet werden. Die Länge der Nachrichtensegmente wird sowohl vom Kriterium der Auswertbarkeit durch den Gegner (also so kurz wie möglich) als

auch vom Einschwingverhalten der Funkkanäle (so lang, daß keine Verfälschung eintritt) bestimmt. In Bild 5 ist ein erprobtes System mit der Empfangsseite ausschnittsweise dargestellt. Es wird durch Zusatzmodul und bereits an Bord vorhandenen Funkempfangseinrichtungen gebildet. Aus dem Schema läßt sich bereits erkennen, daß eine hohe Synchronisation zwischen Sender und Empfänger erforderlich ist, um eine brauchbare Übertragung zu gewährleisten. Durch die Art der Teilung der Nachricht wird praktisch ein «quasi-digital»-Verfahren angewendet. Der Aufwand ist relativ groß, aber ein Abhören oder Stören weitgehend ausgeschlossen. Störungen durch Störsender bedingen das Besetzen ganzer Frequenzbereiche und sind (auch im Interesse der Funkverbindungen des Störers) unpraktikabel. Der Zweck der Einrichtung wird also, wenn auch mit hohem technischem Aufwand, erreicht.

Die Entwicklungen sowohl im zivilen als auch im militärischen Bereich mobiler Verbindungen, speziell zu Luftfahrzeugen, sind in Bewegung geraten. Die Entwicklungen der nächsten Jahre lassen interessante Lösungen erwarten, dabei wird die Konkurrenz zwischen bodengestützten und satellitengestützten Systemen großen Raum einnehmen. Hydridsysteme werden wohl die günstigste Lösung bieten.

Mit dem Übergang von der Analogübertragung zur Digitalisierung scheint sich ein Kreis zu schließen, der beim Übergang vom Telegrafieverfahren nach Morse als einer Form der Digitalübertragung zum Fernsprechen als Analogübertragung begonnen hat.

Neue integrierte Schaltkreise von TESLA/ČSSR

Dipl.-Ing. Jiří Tomkovic

Ein interessanter Schaltkreis, der von TESLA für das Jahr 1987 angekündigt wurde, ist der *MDA 1533*. Diese integrierte Schaltung ist zur Drehzahlregelung von Gleichstromkleinstmotoren auf dem Prinzip einer PLL-Schleife in HIFI-Kassetten-, Spulenmagnetgeräten und Schallplattenspielern bestimmt. Sie enthält 1 quarzgesteuerten Referenzoszillator, 1 voreinstellbaren Teiler zur Drehzahlfeineinstellung im Bereich bis ±10% der Nenndrehzahl, 2 Operationsverstärker, 1 für einen Tachogenerator bestimmten Verstärker und Begrenzer, 1 Phasendetektor mit Zustandsindikator und 1 programmierbaren Teiler zur sprunghaften Drehzahleinstellung. Der *MDA 1533* wird in einem 18poligen DIL-Gehäuse gefertigt. Die pin-Belegung ist in Bild 6a ersichtlich, Bild 1 zeigt den Übersichtsschaltplan.

Die Betriebsspannung kann höchstens 12 V, die Gesamtverlustleistung 1 W und der Betriebstemperaturbereich 0 bis 70 °C betragen. Der Zählersteuereingang am pin 5 ist ein tri-state-Eingang. Ist der Eingang offen, so wird der Zähler blockiert, bei L-Pegel zählt der Zähler vorwärts bis maximal 1099, bei H-Pegel rückwärts bis minimal 901. Mit kurzen H- bzw. L-Impul-

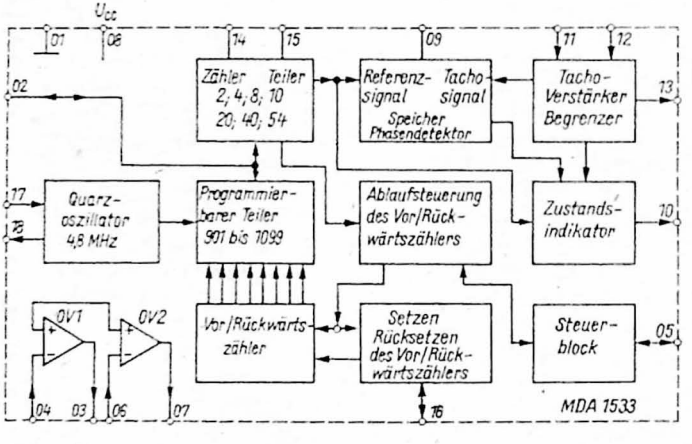


Bild 1 Übersichtsschaltplan des MDA 1533

sen kann der Zählerstand und damit das Teilerverhältnis sprunghaft verändert werden. Beim Zuschalten der Betriebsspannung wird das Teilerverhältnis auf 1000 eingestellt. Der Ausgang des Phasendetektors am pin 9 ist ebenfalls ein tri-state-Ausgang, dessen Zustand von dem jeweiligen Phasenunterschied des Referenz- und des Tachosignals abhängt. Bei Synchronisation wird der Ausgang hochohmig. Auch die Steuereingänge des programmierbaren Zählers sind als tri-state-Eingänge ausgeführt. Das Teilerverhältnis kann wie folgt eingestellt werden:

Teilerverhältnis	pin 14	pin 15	
2	F	L	Pegel:
4	F	F	L bis 0 V
8	F	H	H bis 4 V bis U_{cc}
10	L	H	F bis offen (0,7 V)
20	L	L	
40	L	F	
54	H	F	

Bei H-Pegel am pin 14 und L-Pegel am pin 15 kann pin 2 als Testeingang für einen externen Taktgeber benutzt werden, in allen anderen Fällen (außer H/H am pin 14/15) kann man am pin 2 die entsprechend geteilte Referenzfrequenz messen. Mit H am pin 16 läßt sich der Zähler zurücksetzen und damit das Teilerverhältnis 1000 einstellen. Die nichtinvertierenden Eingänge der beiden Operationsverstärker liegen auf $U_{cc}/2$. Die Ausgänge am pin 10 und pin 13 sind offene Kollektorausgänge. Die Eingangswechselspannung des Tachoverstärkers muß größer als 10 mV sein, die Frequenz des quarzgesteuerten Oszillators ≤ 5 MHz.

Für die NF-Technik wurden die Doppel-NF-Leistungsverstärker *MDA 2005 A* und *MDA 2005 B* vorgestellt. Der *MDA 2005 A* wird als Stereoverstärker mit einer NF-Ausgangsleistung von maximal 2×10 W empfohlen, der *MDA 2005 B* ist für Brückenschaltungen mit einer Ausgangsleistung von maximal 20 W bestimmt. Beide Schaltkreise sind weitgehend identisch und pin-kompatibel mit dem *TDA 2005* bzw. dem *A 2005 V*, der in der DDR-Fachliteratur ausführlich beschrieben wurde [2]. Deshalb werden an dieser Stelle lediglich die beiden Meßschaltungen mit einigen charakteristischen Daten angegeben.

Der *MDA 2005 A* weist in der angegebenen Schaltung (Bild 2a) mit einer Betriebsspannung von 13,2 V eine Ausgangsruhespannung von typ. 6,6 V (6,0 bis 7,2 V), einen Eingangsruhestrom von typ. 62 mA (maximal 120 mA) und bei $f = 1$ kHz im Ausgangsleistungsbereich von 0,05 bis 5 W einen Klirrfaktor von typ. 0,3 % (≤ 1 %) auf. Die Verstärkung ist mit 1,2 kΩ und 3,3 Ω auf etwa 50 dB eingestellt.

Bei der Brückenschaltung (Bild 2b) mit dem *MDA 2005 B* wird eine Ausgangsspannungsdifferenz am pin 8/10 von ≤ 150 mV garantiert. Der Eingangsruhestrom beträgt typ. 70 mA (≤ 150 mA), der Klirrfaktor bei

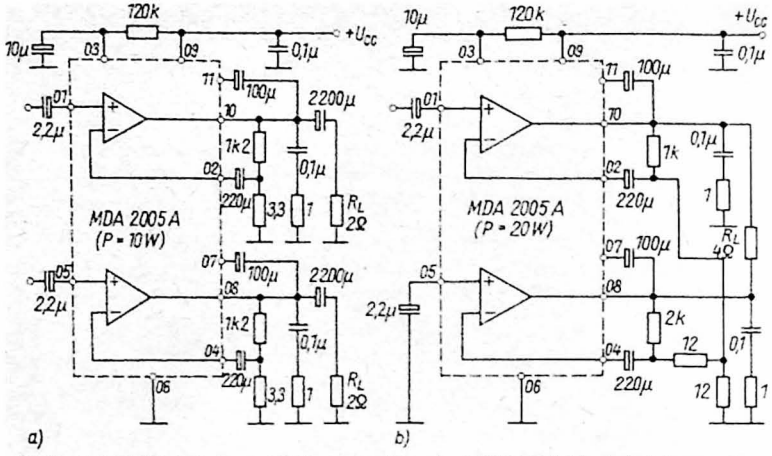


Bild 2 MDA 2005 A als Stereo-NF-Verstärker (a) und mit MDA 2005 B als Brückenverstärker für doppelte NF-Leistung (b)

$f = 1$ kHz und $P_o = 0{,}05$ bis 13 W ist $\leq 1\,\%$. Die Schleifenverstärkung ist ebenfalls auf etwa 50 dB eingestellt.

Zu den hochwertigen IS gehört zweifellos der *MDAC 565*. Es handelt sich um einen schnellen 12-bit-D/A-Wandler mit einer Setzzeit von typ. 200 ns. Der *MDAC 565* hat ein 24poliges DIL-Plastgehäuse, die Typen *MDAC 565 C* und *MDAC 565 JC* ein Keramikgehäuse. Der D/A-Wandler enthält 12 genaue, sehr schnelle bipolare Stromschalter, eine hochstabile Referenzspannungsquelle 10 V ± 1 %, einen Operationsverstärker mit Dünnschichtwiderstandsnetzwerk und Rückführungswiderstände. Sie können in Verbindung mit einem externen Operationsverstärker als Strom-Spannungswandler benutzt werden oder zur Beschaltung als A/D-Wandler auf dem Prinzip der sukzessiven Approximation wirken. Die Digitaleingänge sind TTL-, DTL- und CMOS-(+5 V-)kompatibel. Der *MDA 565* ist funktions- und pin-kompatibel mit dem *C 565 D* aus der DDR-Produktion.

Die Betriebsspannung beträgt maximal ±18 V, die Spannung am Wandlerausgang pin 9/12 minimal −3 V, maximal +12 V, die Referenzeingangsspannung am pin 5/6 minimal −12 V, maximal +12 V, die Spannung am pin 8/12 und pin 10/12 minimal −12 V, maximal +12 V und am pin 11/12 minimal −24 V, maximal +24 V. Die Zahl nach dem Schrägstrich deutet auf die Bezugsmasse hin. Die Referenzspannungsquelle ist kurzschlußfest gegen Masse bzw. kurzzeitig kurzschlußfest gegen die positive Betriebsspannung. Die Gesamtverlustleistung beträgt 1 W, der *MDA 565 C* ist für den Betriebstemperaturbereich von −55 bis +125 °C bestimmt, die Typen *MDA 565* und *MDA 565 JC* für einen Betriebstemperaturbereich von 0 bis 70 °C. Bild 3 zeigt die Grundschaltung für eine Ausgangsspannung von 0 bis 10 V, Bild 4 für eine Ausgangsspannung von ±5 V, Bild 6b gibt die pin-Belegung wieder.

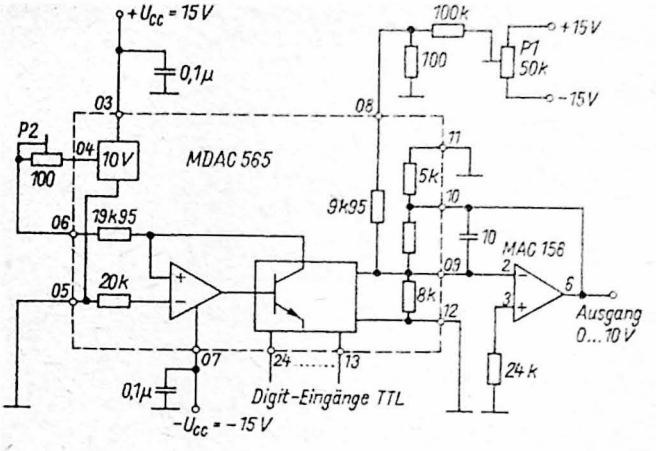


Bild 3 Grundschaltung des MDAC 565 für den Ausgangsspannungsbereich 0 bis 10 V

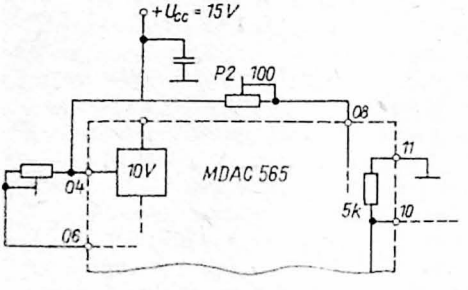
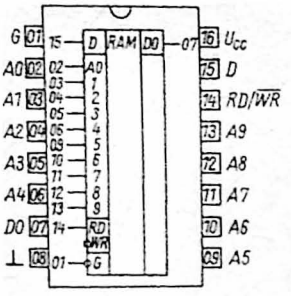


Bild 4
Grundschaltung des MDAC 565 für den Ausgangsspannungsbereich ±5 V

Bei der Einstellung der Ausgangsspannung auf 0 V werden alle Digit-Eingänge auf L gelegt, und mit dem Einstellregler P1 wird die Ausgangsspannung auf 0,000 V (1 LSB = 2,44 mV) eingestellt. Ist das nicht erforderlich, so legt man pin 8 auf Masse. Der Maximalwert wird erreicht, indem alle Digit-Eingänge auf H geschaltet werden und mit dem Einstellregler P2 die Ausgangsspannung auf 9,9976 V eingestellt wird. Analog läßt sich auch die Ausgangsspannung der bipolaren Schaltung auf −5,000 V und +4,9976 V einregeln. Durch die Parallel- bzw. Reihenschaltung der beiden Rückführungswiderstände kann der Ausgangsspannungsbereich von 5 bzw. 20 V erreicht werden.

Der unipolare Offset ist typ. ±0,01 % FS (≤ ±0,05 % FS) und der bipolare Offset typ. ±0,05 % FS (≤ ±0,25 %). Die integrale Nichtlinearität wird mit typ. ±0,25 LSB (≤ ±0,5 LSB) angegeben sowie die differentielle Nichtlinearität mit typ. ±0,5 LSB (≤ ±0,75 LSB). Diese Daten beziehen sich auf eine Betriebsspannung von ±15 V und eine Umgebungstemperatur von 25 °C.



Funktionstabelle

Betriebsart	Eingänge			Ausgang
	G	RD/WR	D	D0
blockieren	H	X	X	Z
schreiben L	L	L	L	Z
schreiben H	L	L	H	Z
lesen	L	H	X	V

Bild 5 12-pin-Belegung und Funktionstabelle für den MH 93425 bzw. MH 93425 A

Bei dem *MDAC 566* handelt es sich ebenfalls um einen 12-bit-A/D-Wandler, der allerdings keine interne Referenzspannungsquelle aufweist. Die Grenz- und Kenndaten sind identisch mit dem *MDAC 565*.

Für die Mikrorechentechnik ist der statische 1-Kbit-RAM-Speicher *MH 93425* bzw. *MH 93425 A* entwickelt worden. Es ist ein bipolarer Speicherbaustein mit einer Zugriffszeit von ≤30 ns bei *MH 93425* bzw. ≤45 ns bei *MH 93425 A* in einem 16poligen DIL-Gehäuse. Der Grenzwert der Betriebsspannung liegt im Bereich von −0,5 bis +7 V und der Eingangs- bzw. Ausgangsspannung im Bereich von −0,5 bis +5,5 V. Bei einer Betriebsspannung von 5,25 V hat der Speicherbaustein eine Stromaufnahme von 130 mA. In Bild 5 sind pin-Belegung und Funktionstabelle dargestellt. Dabei bedeuten in Bild 5:

D – Dateneingang,
WR – Schreiben (L-aktiv),
RD – Lesen (L-aktiv),
G – Chipauswahl,
Aß bis A9 – Adreßeingänge,
Z – Ausgang hochohmig,
V – gültige Information am Ausgang,
X – H oder L.

Die Reihe der Kundenschaltkreise in der I^2L-Technik ist um weitere Typen ergänzt worden. Der *MH 103 A* ist ein Tastatur-Steuerschaltkreis im 40poligen DIL-Gehäuse zur Datenverarbeitung von Sensortastaturen mit einer Anschlußmöglichkeit von 120 *Hall*-Tasten des Typs *MH3SS2* und *MH3SD2*. Die Funktionen sind das Kodieren, Speichern und Bestätigen der gültigen Daten; der Controller enthält 1 Dekoder, 1 Zeitgeber und die Steuerlogik. Der Schaltkreis verfügt über Treiberausgänge mit offenem Kollektor.

Eine Art Uhrenschaltkreis für industrielle Anwendungen stellt der *MH 106* dar. Er ist für Betriebskontrolluhren bestimmt und enthält außer der Uhren- und Kalenderfunktion, der Stop-Schaltuhr und einem Intervallschalter auch die Steuerung der horizontalen und vertikalen Druckposition für Kontrollkartendrucker. Neben dem Siebensegmentausgang zur Ansteuerung von LED-Anzeigen im Multiplexbetrieb weist der Schaltkreis auch einen

TTL- und CMOS-(+ 5V-)kompatiblen BCD-Datenausgang auf. Die integrierte Schaltung verfügt wiederum über Ausgänge mit offenem Kollektor.

Der *MH 107* ist ein 16-bit-Vor/Rückwärtszähler mit Steuerlogik zur Koordinatenmessung mit fotoelektrischen Rotationsgebern (IRC) oder induktiven linearen Positionsgebern (IML). Der Schaltkreis kann aber auch nur als 16-bit-Vor/Rückwärtszähler oder zur Phasendifferenzmessung verwendet werden. Anschluß an Datenbus eines Mikroprozessorsystems ist möglich. Bild 6d gibt die pin-Belegung an, es bedeuten:

D0 bis D7 – bidirektionaler Datenbus,
$\overline{RD}$, $\overline{WR}$, $\overline{CS}$ – Datenbus-Steuereingänge,
D/$\overline{S}$ – Adreßeingang DATA/STATUS,
CL – Takteingang,
V/F1, G/F1 – Zählereingang bei MODØ oder MOD1 bzw. Betriebsspannungsausgang für IML bei MOD2,
NI/X – Zählerrücksetzeingang, Signaleingang bei Phasenmessung,
$\overline{CHZ}$/R – Eingangsfehlermeldung, Referenzphasenein/ausgang,
MD – Eingang Registersteuerung.

Durch entsprechende Informationen am bit D4 (IRC) und bit D3 (IML) im Steuerbyte kann die Betriebsart festgelegt werden: MODØ (IRC = L, IML = L) bedeutet die Funktion eines 16-bit-Vor/Rückwärtszählers, MOD1 (IRC = H, IML = L) aktiviert zusätzlich die Auswertelogik für Lagegeber IRC und MD-Eingang, MOD2 (IRC = L, IML = H) aktiviert im Vergleich zu MODØ zusätzlich die Betriebsversorgung, die Auswertelogik des induktiven Positionsgebers und den MD-Eingang. Die Ein- und Ausgänge sind TTL-kompatibel, die Taktfrequenz am pin 20 kann maximal 2,5 MHz betragen, der Strombedarf dieser Schaltung wurde nicht angegeben.

Eine breite Anwendung in der Amateurpraxis, z. B. in PLL-Schaltungen, könnte der programmierbare Teiler *MH 112* mit einstellbarem Teilerverhältnis 1 bis 1023 finden. Das Teilerverhältnis wird im Binärkode an den Dateneingängen D1 und D10 eingestellt und mit L-Pegel am Eingang L wirksam. Der Eingang D1 hat die kleinste Wertigkeit 2^0, der Eingang D10 die größte 2^9. Zum Einstellen des maximalen Teilerverhältnisses werden alle Dateneingänge auf H gelegt. L-Pegel an allen Dateneingängen verursacht das Blockieren der Ausgänge Q1, Q2. Die Impulsbreite am Ausgang Q2 ist identisch mit der Impulsbreite des Eingangssignals, am Ausgang Q1 kann dann die durch 2 geteilte Frequenz von Q2 im Tastverhältnis 1:1 abgenommen werden. Mit der L/H-Flanke am L-Eingang wird die synchrone Arbeitsweise unterbrochen und Q1 auf L gesetzt. Während des H-Pegels am L-Eingang wird der Ausgangsimpuls auf Q2 unterdrückt, und es erfolgt die Voreinstellung des neuen Teilerverhältnisses. Dieses wird mit der ersten H-Flanke des Eingangssignals aktiviert, die der HL-Flanke am L-Eingang folgt. Den Betriebsstrom kann man im Bereich von 2 bis 30 mA wählen. Bekanntlich besteht zwischen der Gatterverzögerung und dem entsprechenden Betriebsstrom ein fester Zusammenhang. Somit beträgt die maximale Eingangsfrequenz bei einem Strom von 3 mA maximal 650 kHz, bei 10 mA aber schon 1,3 MHz. Der Schaltkreis befindet sich in einem 16poligen DIL-

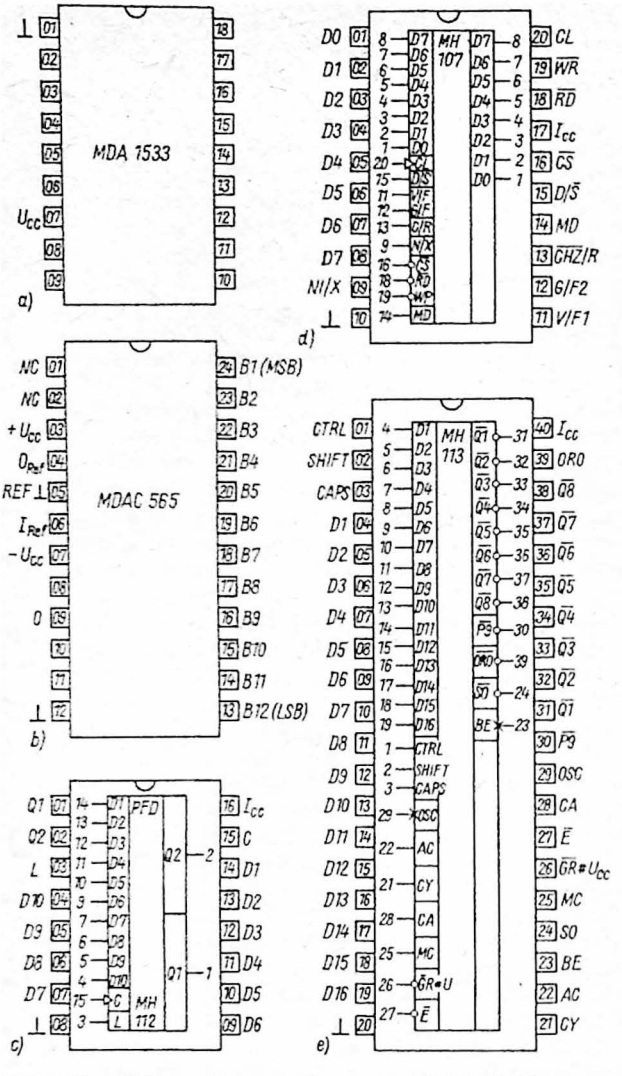


Bild 6 16-pin-Belegung der vorgestellten neuen TESLA-Schaltkreise; a – MDA 1533, b – MDAC 565, c – MH 112, d – MH 107, e – MH 113

Gehäuse, die Ein- und Ausgänge sind TTL- und CMOS-(+5 V-)kompatibel. Die Ausgänge mit offenem Kollektor sind mit einem Strom von $I_{OL} = I_{CC}$ belastbar. Die pin-Belegung läßt sich aus Bild 6c ersehen, es bedeuten:
C – Frequenzeingang,
D1 bis D10 – Dateneingänge,
Q1, Q2 – Ausgänge,
L – Eingang der asynchronen Voreinstellung.
Der programmierbare Tastatur-Controller *MH 113* ist ein Ein-Chip-Mikroprozessor, der die gesamte für Sensortastatur notwendige Elektronik enthält. Er ermöglicht den Anschluß von maximal 120 Tasten. Der Mikroprozessor verfügt über einen internen ROM, einen parallelen 8-bit-Ausgang, einen internen stromgesteuerten Taktgenerator (1 MHz), einen Signaltonausgang mit programmierbarer Lautstärke und über die Funktionen CYKL, TYPOMATIC. Die Datenkodierung, Paritäts-bit-Polarität und die Tastenfeldadressierung ist maskenprogrammierbar. Wahl der Betriebsart (STANDARD, IRPR, TYPOMATIC ALL), Formatauswahl über Steuereingänge CTRL, SHIFT, CAPS LOCK, elektronische (LED) CAPS LOCK-Anzeige sind weitere Funktionen. Die Ein- und Ausgänge sind TTL-kompatibel. Der Schaltkreis kann aus der Stromquelle mit 80 bis 140 mA gespeist werden. Bild 6e zeigt die pin-Belegung. Es bedeuten:
D1 bis D16 – Datenausgänge,
Q1 bis Q8 – Dateneingänge,
CTRL, SHIFT, CAPS – Steuereingang-Formatwahl,
P9 – Ausgang Paritäts-bit,
ORO – CAPS-LOCK-Anzeige,
SO – Strobe-Ausgang,
BE – Signaltonausgang,
OSC – Taktgeneratorsteuereingang,
AC – Anforderungseingang,
CY – CYKL-Eingang,
CA – CYKL-Verkürzung,
MC – Interface,
GR – Reset, Restart,
B – Chip-select.
Einige wichtige Hinweise zum Umgang mit der beschriebenen Schaltkreisfamilie. Alle in I^2L-Technik hergestellten Kundenschaltkreise der Reihe *MH 1* ... können entweder aus einer Stromquelle oder aus einer Spannungsquelle über einen geeigneten Vorwiderstand gespeist werden. Der Bereich des zulässigen Betriebsstroms wird vom Hersteller angegeben und läßt sich entsprechend der dynamischen Anforderungen und der Strombelastbarkeit der Ausgänge einstellen. Schließt man einen Schaltkreis dieser Baureihe direkt an eine Spannungsquelle, kommt es zur vollständigen Zerstörung des IS!

Aus der hier angeführten Auswahl der bei TESLA neu entwickelten IS ist das Bemühen um eine rasche Entwicklung der Mikroelektronik und ihr Durchdringen aller Wirtschaftszweige in unserem Nachbarland sichtbar. Es

wurden analoge und digitale Schaltkreise der Konsumgüterelektronik und der industriellen Elektronik vorgestellt, die auch in der Amateurpraxis interessante Anwendungen finden können.

Literatur

[1] Technické zprávy – Novinky 1987 (předběžné technické údaje). Tesla Rožnov, Rožnov pod Radhoštěm 1986.

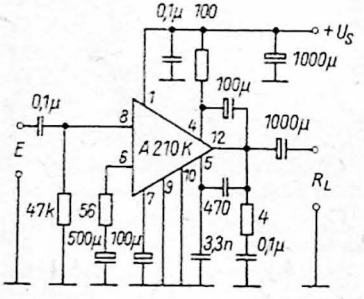
[2] H. Jahn, Integrierte Doppel-NF-Leistungsverstärker A 2000 V und A 2005 V, radio fernsehen elektronik 35 (1986) 3, Seite 158 bis 162.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Standardbeschaltung *A 210 D*

Für den NF-Leistungsverstärker-Schaltkreis *A 210 D* zeigt der untenstehende Stromlaufplan die Standardbeschaltung. Mit einer Betriebsspannung von 15 V erreicht man an 4 Ω eine NF-Ausgangsleistung von etwa 6 W. Vorausgesetzt ist die Ausführung des *A 210 D* mit Kühlkörper. Die erforderliche NF-Eingangsspannung liegt bei etwa 75 mV, die Stromaufnahme bei 6 W beträgt etwa 625 mA. Der Schaltkreis hat eine Wärmeschutzschaltung, ist aber nicht kurzschlußfest! Da eine Brummspannungsunterdrückung möglich ist, kann die Betriebsspannung einem geeigneten Netzteil entnommen werden. Die Betriebsspannungsabblockung ist immer so dicht als möglich am Anschluß 1 vorzusehen.

K. H. S.



Die LS-TTL-Schaltkreise aus dem Kombinat Mikroelektronik

Dipl.-Ing. Steffen Würtenberger

Die TTL-Technik als beherrschende bipolare Digitaltechnik hat durch die Entwicklung der sogenannten Low-Power-*Schottky*-Technik einen neuen Aufschwung erfahren. Der grundlegende Vorteil der neuen LS-TTL ist vor allem die drastische Reduzierung der Gatterverlustleistung auf 20% der Standard-TTL. Da die TTL-Technik weit verbreitet ist und in der DDR ein recht umfangreiches Sortiment an neuen LS-Typen bereitsteht, sollen diese IS im weiteren etwas genauer vorgestellt werden. Für Amateur- und Bastelzwecke stehen dazu sehr preiswerte Anfalltypen (Grundgatter weniger als 1,– M) zur Verfügung.

Die Entwicklung der LS-TTL-Schaltkreise des Kombinats Mikroelektronik vollzog sich in 4 Etappen. Tabelle 8 gibt über das derzeit verfügbare Sortiment Auskunft; es gilt im wesentlichen als abgeschlossen. Bereits auf den ersten Blick erkennt man einige bekannte Typen der Standard-TTL, aber das Sortiment umfaßt auch neue und z. T. recht komplexe IS.

Worin besteht nun der wesentliche Unterschied in der Schaltungstechnik zwischen Standard-TTL und Low-Power-*Schottky*-TTL? Bild 1 und Bild 2 verdeutlichen das. Bei der Low-Power-*Schottky*-Technologie werden, wie es der Name schon aussagt, *Schottky*-Dioden zur Unterstützung des Schaltverhaltens verwendet. Bekanntlich werden die Transistoren in der TTL-Technik durch Übersteuerung in den Sättigungspunkt gebracht: Problematisch

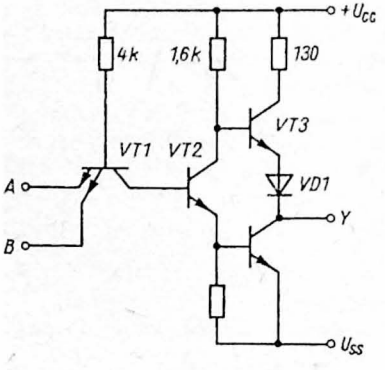


Bild 1
Innenschaltung eines Gatters des D 100 D (7400)

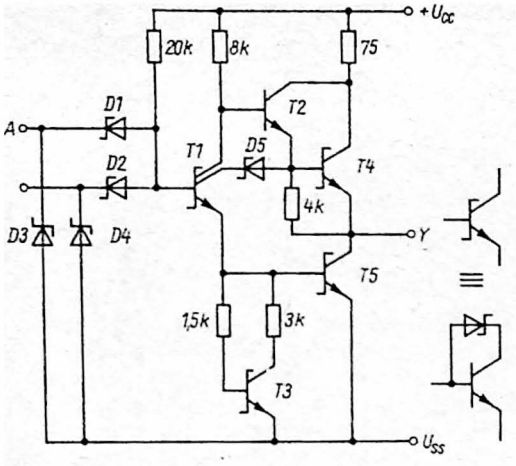


Bild 2 Innenschaltung eines Gatters des DL 000 D (74LS00)

ist das Ausräumen der Sperrschicht nach dem Umschalten des logischen Pegels. Dazu werden die *Schottky*-Dioden benötigt, die die überzähligen Ladungsträger einfach am Transistor vorbeileiten. Durch die Verwendung dieser Dioden erreicht man sehr schnelle Umschaltzeiten. Wird nun gleichzeitig die Schaltung hochohmiger ausgelegt, erhält man die bereits erwähnte niedrige Gatterverlustleistung. Einen wichtigen Unterschied erkennt man bei der Gestaltung der Eingangsschaltung. Während für die Standard-TTL der sogenannte Multiemittertransistor verwendet wird, benutzt man in der LS-Technologie vorwiegend Dioden-Transistor-Schaltungen. Das wird durch die extrem niedrige Flußspannung der *Schottky*-Dioden (typ. 0,3 V) ermöglicht. Einige interessierende Kennwerte können aus Tabelle 1 ersehen werden.

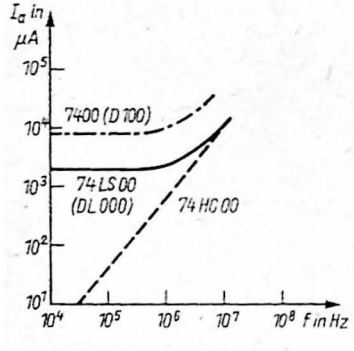


Bild 3
Dynamische Stromaufnahme einiger Grundgatter

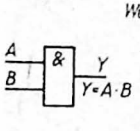
Tabelle 1
Allgemeine Kennwerte der Low-Power-*Schottky*-TTL-Schaltkreise

Grenzwerte	
Betriebsspannung U_{CC}	0 bis 7 V
Eingangsspannung U_I	−0,5 bis 7 V
Betriebsbedingungen	
Betriebsspannung U_{CC}	4,75 bis 5,25 V
L-Eingangsspannung U_{IL}	<0,8 V
H-Eingangsspannung U_{IH}	>2,0 V
H-Ausgangsstrom $-I_{OH}$	<0,4 mA
L-Ausgangsstrom I_{OL}	8 mA (U_{OL} = 0,35 V)
	4 mA (U_{OL} = 0,25 V)
Betriebstemperatur ϑ_a	0 bis 70 °C

LS-TTL ersetzt ohne größere Schwierigkeiten die bisher verwendeten Standard-TTL-Schaltkreise und ergänzt das Sortiment an CMOS-IS der Serie *V4000* vorteilhaft (s. dazu Bild 3 zur dynamischen Stromaufnahme). Bis zur Verfügbarkeit der HCMOS-Schaltkreisreihe bilden sie also ein reiches Betätigungsfeld für Elektronikamateure. Wie bereits erwähnt, sind einige LS-IS als Standardtypen nicht produziert worden. Deshalb sollen allgemein interessierende LS-Schaltkreise mit ihren wichtigsten Parametern vorgestellt werden.

AND-Gatter

Neben den bekannten NAND-Gattern werden auch 3 Schaltkreise mit Gattern, die eine UND-(AND-)Funktion realisieren, gefertigt. Prinzipiell haben diese IS die gleichen Anschlußschaltungen wie ihre «Verwandten» – die NAND-Gatter (DL 008 ≙ DL 000, DL 011 ≙ DL 010; DL 021 ≙ DL 020). Zu beachten ist die andere logische Funktion (Bild 4). Unter Umständen läßt sich mit AND-Gattern eine Schaltzeitverkürzung erreichen, indem bisher notwendige nachfolgende Negationsstufen entfallen können.



Wahrheitstabelle

A	B	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Bild 4
Logiksymbol und Wahrheitstabelle der AND-Funktion (DL 008 D)

EXOR-Gatter

Die logische Funktion Exklusiv-ODER wird relativ häufig benötigt. Sie läßt sich nur sehr umständlich mit Standardgattern realisieren. Mit dem *DL 086 D* steht eine IS zur Verfügung, die 4 solche EXOR-Gatter enthält. Bild 5 zeigt die logische Innenschaltung eines solchen Gatters. Die logische Funktion läßt sich wie folgt beschreiben:
$Y = A\overline{B} + \overline{A}B$.

Es gilt die Wahrheitstabelle (Tabelle 2). Der Ausgang Y hat also genau dann L-Potential, wenn beide Eingänge A und B gleiches Potential annehmen bzw. H-Potential, wenn A und B unterschiedliche Potentiale haben.

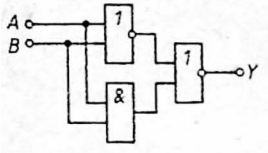


Bild 5
Logische Ersatzschaltung der EXOR-Funktion

Tabelle 2
Wahrheitstabelle der EXOR-Funktion

A	B	Y
L	L	L
H	L	H
L	H	H
H	H	L

Zähler

Das Angebot wurde gegenüber der Standardreihe verdoppelt. Bei Zählern (wie bei allen komplexen IS) macht sich besonders die Reduzierung der Leistungsaufnahme bemerkbar: 0,5 W bei den Zählern der Standardreihe *D 192 D/D 193 D* zu 0,1 W bei den LS-Typen *DL 192 D/DL 193 D*. Zu diesen beiden in der DDR schon hergestellten und bekannten IS kommen 2 Bausteine, die bisher nur aus Importen erhältlich waren. Der *DL 090 D* wurde

Tabelle 3
Taktfrequenzen f_T der Schieberegister, Flip-Flop und Zähler aus der Low-Power-*Schottky*-TTL-Reihe

	Mindestwert	Nennwert
DL 194 D	25	47
DL 295 D	20	27
DL 164 D	25	35
DL 090/DL 093 $C_A \rightarrow Q_A$	32	45
$C_B \rightarrow Q_B$	16	25
DL 192/DL 193 D	25	29
DL 374 D	35	40
DL 175 D	30	40
DL 112 D	30	45
DL 074 D	25	36

alle Frequenzangaben in MHz

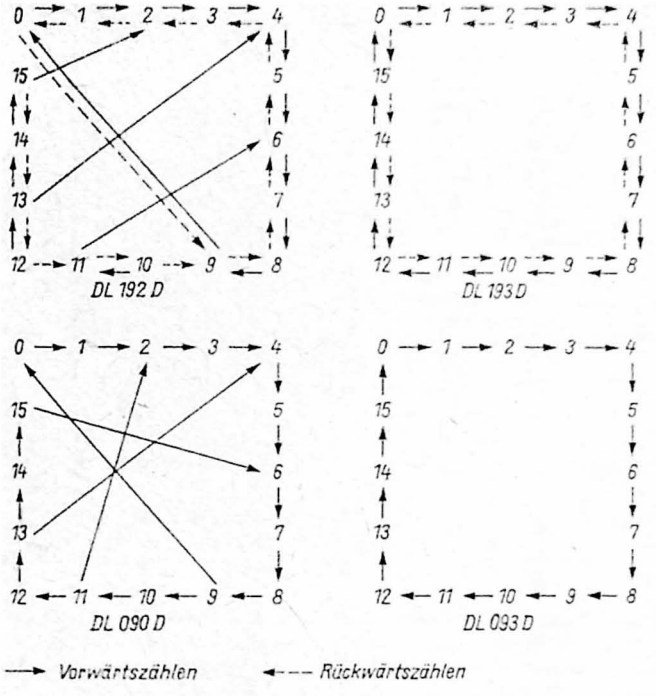


Bild 6 Zähldiagramme der IS DL 192 D, DL 193 D, DL 090 D und DL 093 D

dabei an unterschiedlichen Stellen schon ausführlich beschrieben (z. B. *MH 7490*). Beim *DL 093 D* handelt es sich um einen 4-bit-Binärzähler, der ähnlich wie der *DL 090 D* betrieben wird. Im Gegensatz zum *DL 192/DL 193 D* können die *DL 090/DL 093 D* nur vorwärts zählen. Bild 6 stellt das an Hand der Zähldiagramme sehr anschaulich dar. Über die unterschiedliche Betriebsweise von asynchronen und synchronen Zählerstufen wird auf [5] verwiesen. Aus Tabelle 3 können die möglichen Taktfrequenzen ersehen werden.

Schieberegister

Diese Gruppe an IS hat mit dem Übergang zur LS-Technik einen großen Zuwachs an neuen, interessanten Bausteinen erfahren. Der bisher verwendete *D 195 D* läßt sich durch den *DL 295 D* (4-bit-SR mit Tri-state) ersetzen, wenn die Takteingänge T2 und T1 der *D 195 D*-Schaltung verbunden sind und mit einer Taktimpulsfolge betrieben werden. Beim Einsatz des *DL 295 D* ist diese Verbindung aufzutrennen und T2 mit U_{CC} zu verbinden

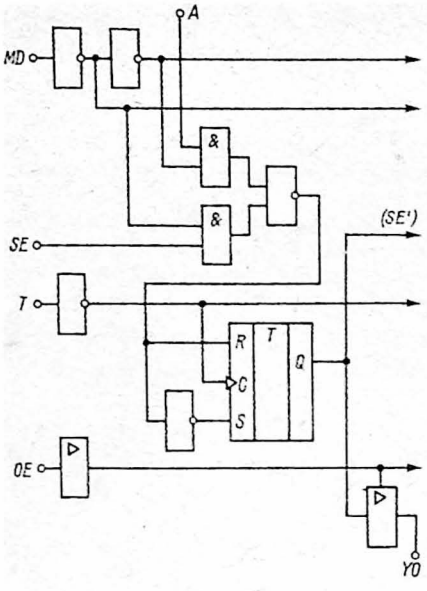


Bild 7
Logische Schaltung des DL 295 D – eine der 4 Flip-Flop-Stufen

[6]. Es ist die geänderte Anschlußbelegung zum *D 195 D* zu beachten! Der *DL 295 D* kann auf Grund seiner Tri-state-Ausgänge Busleitungen oder große kapazitive Lasten treiben. der Eingang OE beeinflußt nur die Ausgangsstufen, nicht die Registeroperationen (s. Bild 7 und Tabelle 4).

Ein weiteres Schieberegister mit 4-bit-Wortbreite ist der *DL 194 D*. Er stellt ein bidirektionales Schieberegister für universelle Anwendungen dar. Es sind folgende Betriebsfälle einstellbar:

- Linksschiebebetrieb,
- Rechtsschiebebetrieb,
- paralleles Einlesen einer 4-bit-Information,
- passiver Zustand (zuletzt eingeschriebene Information bleibt erhalten).

In Bild 8 ist eines der 4 taktflankengesteuerten RS-Flip-Flop dargestellt. Die Betriebsart wird mit den Steuereingängen S_0 und S_1 eingestellt (Tabelle 5). Bei CLR = «L» nehmen alle Ausgänge «L» an. Das 8-bit-Universalschieberegister *DL 299 D* gestattet die folgenden Betriebsarten: Einschreiben, Speichern, Links- bzw. Rechtsschieben sowie Rücksetzen. Für die dazu notwendige Einstellung dieser Betriebsarten und der sich daraus ergebenden Ausgangspegel ist eine Wahrheitstabelle am anschaulichsten (Tabelle 6).

Speziell für Serien-Parallel-Umsetzung eignet sich das 8-bit-Schieberegister *DL 164 D*. Solche Umsetzer werden z. B. in Mikrorechnerschaltungen benötigt. Der *DL 164 D* verfügt dazu über 2 UND-verknüpfte, serielle Eingänge, die mit einem Takt den entsprechenden parallelen Ausgängen zuordnen. Der Rücksetzeingang $\overline{CLR}$ ermöglicht ein definiertes Starten.

Tabelle 4 Funktionstabelle des *DL 295 D*

Eingänge								Ausgänge			
OE	MD	T	SE	A	B	C	D	Y0	Y1	Y2	Y3
L	X	X	X	X	X	X	X	Z	Z	Z	Z
H	H	H	X	X	X	X	X	$Y_{0(t-1)}$	$Y_{1(t-1)}$	$Y_{2(t-1)}$	$Y_{3(t-1)}$
H	H	↓	X	a	b	c	d	a	b	c	d
H	H	↓	X	Y_1	Y_2	Y_3	d	$Y_{1(t-1)}$	$Y_{2(t-1)}$	$Y_{3(t-1)}$	d*
H	L	H	X	X	X	X	X	$Y_{0(t-1)}$	$Y_{1(t-1)}$	$Y_{2(t-1)}$	$Y_{3(t-1)}$
H	L	↓	H	X	X	X	X	H	$Y_{0(t-1)}$	$Y_{1(t-1)}$	$Y_{2(t-1)}$
H	L	↓	L	X	X	X	X	L	$Y_{0(t-1)}$	$Y_{1(t-1)}$	$Y_{2(t-1)}$

* Betriebsart Linksschieben

Tabelle 5 Funktionstabelle des *DL 194 D*

Eingänge										Ausgänge			
CLR	S1	S0	T	L	R	A	B	C	D	Y0 Y	Y1	Y2	Y3
L	X	X	X	X	X	X	X	X	X	L	L	L	L
H	X	X	L	X	X	X	X	X	X	$Y_{0(t-1)}$	$Y_{1(t-1)}$	$Y_{2(t-1)}$	$Y_{3(t-1)}$
H	H	H	↑	X	X	a	b	c	d	a	b	c	d
H	L	H	↑	X	r	X	X	X	X	r	$Y_{0(t-1)}$	$Y_{1(t-1)}$	$Y_{2(t-1)}$
H	H	L	↑	l	X	X	X	X	X	$Y_{1(t-1)}$	$Y_{2(t-1)}$	$Y_{3(t-1)}$	l
H	L	L	X	X	X	X	X	X	X	$Y_{0(t-1)}$	$Y_{1(t-1)}$	$Y_{2(t-1)}$	$Y_{3(t-1)}$

Das Sortiment umfaßt weitere interessante IS, wie Multiplexer, Demultiplexer, Komparatoren, Taktgeneratoren u. a. Die Busleitungstreiber *DL 540 D/DL 541 D* ermöglichen in Mikroprozessorsystemen den stromsparenden Ersatz der *Schottky*-Treiber *DS 8286 D/DS 8287 D* (max. 55 statt 160 mA!). Allerdings sind auch in diesem Fall die unterschiedlichen Anschlußbelegungen zu beachten.

Tabelle 6
Wahrheitstabelle des *DL 299 D*

$\overline{CLR}$	S_1	S_2	CLK	Funktion
L	X	X	X	Asynchrones Reset, $Q_A \dots Q_H$ = L
H	H	H		Paralleles Laden, $Q_n(t-1) \rightarrow Q_n(t)$
H	L	H		Schieben rechts
H	H	L		Schieben links
H	L	L	X	Speichern

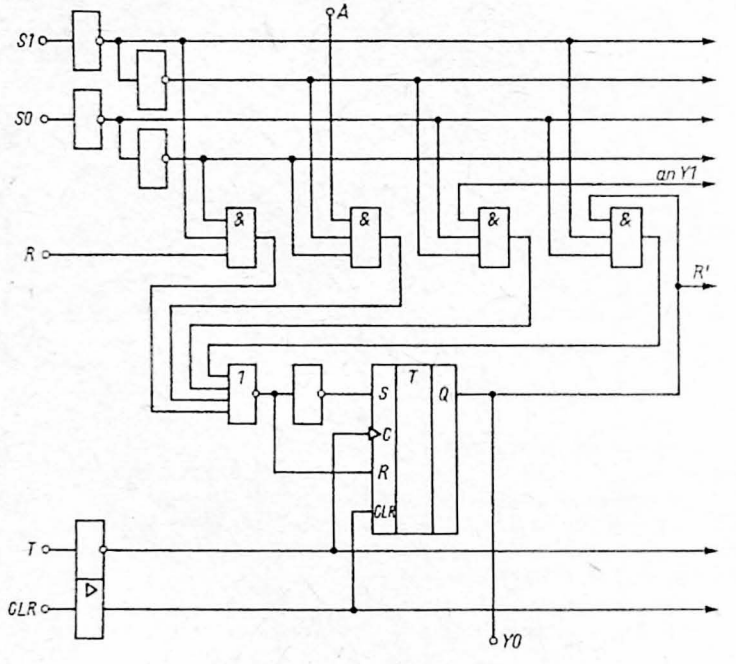


Bild 8 Logische Schaltung des DL 194 D – eine der 4 Flip-Flop-Stufen

Zusammenschalten mit anderen TTL-Familien, CMOS und nicht TTL-gerechten Lasten

Die Zusammenschaltungsbedingungen der TTL-Familien können aus Tabelle 7 ersehen werden. Die Lastfaktoren geben darüber Auskunft, wie viele Gattereingänge sich an einen Gatterausgang einer bestimmten Schaltkreisfamilie anschließen lassen. Dazu ist im allgemeinen Kenntnis darüber notwendig, welchen Eingangsstrom I_{IL} der anzusteuernde Gattereingang hat. An Hand eines Grundgatters *DL 000 D* soll das demonstriert werden:
$I_{IL} = 0{,}4$ mA, $I_{OL} = 8$ mA.
Es können also 20 Eingänge *DL 000 D* ($20 \cdot 0{,}4$ mA = 8 mA) an einen *DL 000 D*-Ausgang angeschlossen werden. Der Wert 0,4 mA wird als 1 Eingangslastfaktor definiert. Eingänge von Flip-Flop, Zählern u. a. können auch größere Eingangsströme als 0,4 mA erfordern; entsprechend größer ist ihr Eingangslastfaktor (z. B. haben beim *DL 074 D* die Eingänge R und S einen Lastfaktor von 2).

Beim Ansteuern von CMOS-IS mit 5-V-Betriebsspannung muß ein sogenannter Pull-up-Widerstand nach $+U_{CC}$ geschaltet werden. Der obere Wert dieses Widerstands berechnet sich zu $R = (U_{CC} - U_{IHCMOS})/I_{OH}$.

CMOS-Gatter können ohne weitere Bedingungen mindestens 1 LS-TTL-Gatter ansteuern. Bei allen anderen Lastfällen ist auf die Begrenzung der Ausgangsströme $I_{OH} = 8$ mA und $-I_{OL} = 15$ mA zu achten.

Tabelle 7 Zusammenschaltungsbedingungen für TTL-Familien

Treibendes Gatter	Zahl der getriebenen Lasten			
	D10	D20	MH74S	DL
D10	10	8	8	20
D10 (Leistungsgatter)	30	24	24	60
D20	12	10	10	50
D20 (Leistungsgatter)	37	30	30	75
MH74S	12	10	10	50
MH74S (Leistungsgatter)	37	30	30	150
DL	5	4	4	20
DL (Leistungsgatter)	15	12	12	60

Einsatzhinweise

Es gelten prinzipiell auch die für die *D-10*-Serie gegebenen Hinweise. Auf Grund ihrer Hochohmigkeit sind Ein- und Ausgänge der Low-Power-*Schottky*-IS störempfindlicher; unbenutzte Eingänge werden daher mit U_{CC} oder Masse verbunden:
- AND und NAND (L-aktive Eingänge) über einen Widerstand oder direkt mit U_{CC},
- OR und NOR (H-aktive Eingänge) mit Masse,

- unbenutzte Eingänge sollten nicht mit benutzten desselben Gatters parallelgeschaltet werden (Verschlechterung des Störabstandes und Verringerung der Schaltgeschwindigkeit),
- gegen NF-Störungen sollte ein Elektrolytkondensator 10 µF zwischen U_{CC} und Masse unmittelbar am Beginn der in die Schaltung führenden Versorgungsleitung angeordnet werden,
- jeder 3. Schaltkreis (Zähler und schnelle Flip-Flop möglichst jeder!) sollte gegen höherfrequente Störungen mit einem Keramikkondensator (10 bis 100 nF) zwischen U_{CC} und Masse unmittelbar am IS geschützt werden,
- bei Signalleitungen länger als etwa 20 cm sind Reflexionen zu befürchten. Es sind entsprechende Treiber einzusetzen, oder es ist mit dem Wellenwiderstand abzuschließen.

Tabelle 8 Übersicht der LS-TTL-Schaltkreise des VEB Kombinat *Mikroelektronik* (Stand: Dez. 1986)

Typ	Funktion
DL 000 D	4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen
DL 002 D	4 NOR-Gatter mit je 2 Eingängen
DL 003 D	4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen, o. K.
DL 004 D	6 Inverter
DL 008 D	4 AND-Gatter mit je 2 Eingängen
DL 010 D	3 NAND-Gatter mit je 3 Eingängen
DL 011 D	3 AND-Gatter mit je 3 Eingängen
DL 014 D	6 invertierende *Schmitt*-Trigger
DL 020 D	2 NAND-Gatter mit je 4 Eingängen
DL 021 D	2 AND-Gatter mit je 4 Eingängen
DL 030 D	1 NAND-Gatter mit 8 Eingängen
DL 032 D	4 OR-Gatter mit je 2 Eingängen
DL 037 D	4 NAND-Leistungsgatter mit je 2 Eingängen
DL 038 D	4 NAND-Leistungsgatter mit je 2 Eingängen, o. K.
DL 040 D	2 NAND-Leistungsgatter mit je 4 Eingängen
DL 051 D	2 AND/NOR-Gatter mit 2 × 2 bzw. 2 × 3 Eingängen
DL 074 D	2 positiv-flankengetriggerte d-Flip-Flop
DL 083 D	4-bit-Volladdierer
DL 086 D	4 EXOR-Gatter mit je 2 Eingängen
DL 090 D	Dezimalzähler
DL 093 D	4-bit-Binärzähler
DL 112 D	2 JK-Flip-Flop, HL-flankengesteuert
DL 123 D	2 rücksetzbare Monoflop mit Rückstelleingang
DL 132 D	4 NAND-*Schmitt*-Trigger mit je 2 Eingängen
DL 155 D	2 2-bit-Binärdekoder/Demultiplexer (2 zu 4)
DL 164 D	8-bit-Schieberegister
DL 175 D	4-bit-D-Auffang-Register mit Rückstellung (Latch)
DL 192 D	Synchroner programmierbarer Vorwärts-/Rückwärts-Dezimalzähler mit Rückstellung
DL 193 D	Synchroner programmierbarer Vorwärts-/Rückwärts-4-bit-Binärzähler mit Rückstellung
DL 194 D	Bidirektionales 4-bit-Universalregister
DL 251 D	8-auf-1-Multiplexer, Tri-state

DL 253 D	2 4-auf-1-Multiplexer, Tri-state
DL 257 D	4 2-auf-1-Multiplexer, Tri-state
DL 295 D	4-bit-Rechts-/Links-Schieberegister, Tri-state
DL 299 D	8-bit-Universalschieberegister, Tri-state
DL 374 D	8 D-Flip-Flop (Latch), Tri-state
DL 540 D	8 invertierende Bus-Leitungstreiber, Tri-state
DL 541 D	8 Bus-Leitungstreiber, Tri-state
DL 2631 D	4 Leitungssender für Differenzsignale, Tri-state
DL 2632 D	4 Leitungsempfänger für Differenzsignale, Tri-state
DL 8121 D	8-bit-Komparator
DL 8127 D	Systemtaktgenerator für 16-bit-Systeme

o. k. = open collector (offener Kollektoranschluß)

Literatur

[1] E. Fehse, LS-TTL – eine leistungsarme Schottky-TTL-Logikserie für allgemeine Anwendungen, 10. Halbleiterbauelemente-Symposium, Frankfurt (Oder) 1983.

[2] E. Fehse/E. Seeling, Erweiterung der leistungsarmen Logikreihe in Schottky-TTL-Technik, 11. Halbleiterbauelemente-Symposium, Frankfurt (Oder) 1985.

[3] E. Kühn, Handbuch TTL- und CMOS-Schaltkreise, Berlin 1985.

[4] K. Schlenzig/D. Jung, Neue Halbleiterbauelemente – Operationsverstärker und Low-Power-Schottky-Reihe, Berlin 1986.

[5] A. Hertzsch, Elektronische Zähler Teil 1 und Teil 2, Amateurreihe electronica Band 191 und 192, Berlin 1981.

[6] S. Löbbicke, Integrierte Low-Power-Schottky-TTL-Schaltung DL 295 D, radio fernsehen elektronik, 35 (1986) 9, Seite 580 bis 582.

Erste Bekanntschaft mit *Hall*-Generatoren

Dipl.-Ing. Frank Roscher

Schon geraume Zeit werden Fühler für magnetische Felder produziert, die zunehmend in der Steuer- und Regeltechnik an Bedeutung gewinnen. Derartige Halbleiterbauelemente mit speziellen Eigenschaften sind in der Praxis des Elektronikamateurs gegenwärtig noch nicht aktuell. Dennoch lohnt es, sich einmal damit zu befassen. Für den folgenden Beitrag wurde der *Hall*-Generator als ein Beispiel ausgewählt. Es werden wesentliche Grundlagen sowie einige Anwendungen von *Hall*-Generatoren behandelt. Auf physikalische Grundlagen wird nur soweit eingegangen, wie das zum Verständnis notwendig ist. Einfache Versuchsschaltungen sollen neben der Theorie einen ersten experimentell-praktischen Bezug herstellen.

Magnetfeldabhängige Halbleiterbauelemente

Bei den magnetfeldabhängigen Halbleiterbauelementen wird der galvanomagnetische Effekt ausgenutzt. Unter dieser Bezeichnung sind Erscheinungen zusammengefaßt, die in einem stromdurchflossenen Leiter unter dem Einfluß eines Magnetfelds auftreten.
Technische Bedeutung haben erlangt die
- *Hall*-Generatoren,
- Feldplatten,
- Magnetdioden,
- Magnettoren (Magnettransistoren).

Die Feldplatte ist ein magnetisch steuerbarer Halbleiterwiderstand mit lediglich 2 Anschlüssen für den sie durchfließenden Strom. Die Stromrichtung ist beliebig. Der Widerstandswert von Feldplatten nimmt mit steigender magnetischer Flußdichte zu. Das gilt für beide Polaritäten des die Feldplatte durchdringenden Magnetfelds. Für jede eingestellte magnetische Flußdichte ergibt sich zwischen Strom und Spannung eine lineare Abhängigkeit, d. h. Feldplatten verhalten sich wie ohmsche Widerstände.

Die Magnetdiode wirkt wie ein Magnetwiderstand mit Ventildiode. Es handelt sich also um eine «echte» Diode mit Durchlaß- und Sperrichtung, wobei letztere nicht genutzt wird.

Der Magnettransistor weist Basis-, Emitter- und 2 Kollektoranschlüsse auf. Unter der Einwirkung einer magnetischen Flußdichte entsteht eine

Spannung zwischen beiden Kollektoren. Diese Spannung ist ein Maß für die Stärke des magnetischen Feldes.

Hall-Generatoren und Feldplatten haben technisch die größte Bedeutung erlangt und werden heute vielfältig eingesetzt. Magnetdioden wurden als Kleinserie von der japanischen *Sony Corporation* gefertigt. Von Magnettransistoren existierten eine Reihe von Labormustern. Zu einer breiten Industrieanwendung beider Bauelemente ist es bisher noch nicht gekommen. Der interessierte Leser kann sich über Magnetdioden und -transistoren näher in [3] informieren.

Kennzeichen eines *Hall*-Generators

Der *Hall*-Generator ist ein Halbleiterplättchen mit 2 einander gegenüberliegenden Steuerstromanschlüssen und 2 – ebenfalls einander gegenüber – an den anderen beiden Bauelementseiten angebrachten *Hall*-Spannungsanschlüssen. Wird das Plättchen von einem Strom (hier *Steuerstrom* genannt) durchflossen und dabei von einem Magnetfeld durchdrungen, so tritt zwischen den *Hall*-Spannungsanschlüssen eine Spannung auf. Zu beachten ist, daß sich die Polarität der *Hall*-Spannung U_H nach den Richtungen des Steuerstroms und des das Plättchen durchdringenden Magnetfelds richtet. Das einwirkende Magnetfeld wird im Zusammenhang mit *Hall*-Generatoren oft als *Steuerfeld* bezeichnet.

Bild 1 zeigt das Schaltsymbol. Vielfach wird auch der Kreis weggelassen. Um in Stromlaufplänen eindeutige Zuordnung der Anschlüsse zu gewährleisten, wurden in Bild 1 die Anschlüsse für Steuerstrom I_{St} und *Hall*-Spannung U_H gekennzeichnet.

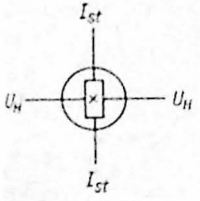


Bild 1
Schaltzeichen eines Hall-Generators

Prinzipielle Funktionsweise

Ein magnetisches Feld übt auf strömende Elektronen Kräfte aus. Diese Tatsache wird bekanntlich bei der Fernsehbildröhre ausgenutzt. Die Richtung des Elektronenstrahls – und damit sein Auftreffen auf dem Leuchtschirm – wird durch einen Elektromagneten (Ablenkspulen) auf dem Bildröhrenhals beeinflußt. Bild 2 zeigt das Prinzip. Beim *Hall*-Effekt wird dieser Effekt ebenfalls genutzt. In Bild 3 ist das Prinzip dargestellt. Ein leitendes Plättchen aus geeignetem Material wird von einem Strom durchflossen, der für die Arbeitsweise notwendig ist. Fehlt die Magnetfeldeinwirkung, so ist ent-

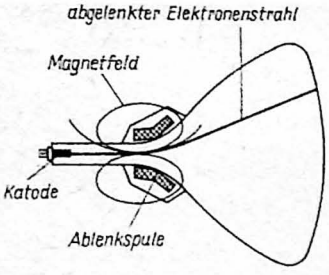


Bild 2
Elektronenstrahl-Ablenkung bei Fernsehbildröhren durch einen Elektromagneten (Ablenkspule)

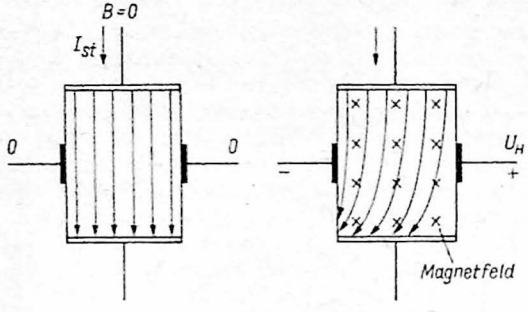


Bild 3 Prinzip des Entstehens einer Hall-Spannung

sprechend Bild 3 links das Strömungsfeld homogen. Die Strömungslinien verlaufen geradlinig von einer Elektrode zur anderen.

Ist aber das Plättchen von einem Magnetfeld durchsetzt, so wird auf die strömenden Elektronen eine Kraft ausgeübt (*Lorentz*-Kraft). Die Elektronen werden nach einer Seite gedrängt; es entsteht in der linken Randzone ein Elektronenüberschuß, in der rechten ein Elektronenmangel. Zwischen den beiden Randzonen herrscht also eine elektrische Spannung. Diese Erscheinung wird *Hall*-Effekt genannt (nach dem amerikanischen Physiker *Edwin Herbert Hall*, der diese Erscheinung 1879 entdeckte). Die entstehende *Hall*-Spannung wird um so größer, je dünner das Plättchen ist. Sie ist außerdem um so größer, je höher Stromstärke und magnetische Flußdichte sind. Sehr stark hängt die Größe der entstehenden Spannung vom Werkstoff des Plättchens ab. Es gilt die Beziehung:

$$U_H = R_H \frac{I_{St} \cdot B}{d}; \qquad (1)$$

R_H – *Hall*-Konstante, I_{St} – Steuerstrom, B – magnetische Flußdichte, d – Dicke des Plättchens.

Die Werkstoffeigenschaften werden durch die *Hall*-Konstante R_H erfaßt. Zu den Eigenschaften ist die Anzahl der freien Ladungsträger je Volumeneinheit sowie die Ladungsträgerbeweglichkeit zu zählen. Bei Metallen ist

$R_H \approx 10^{-9}$ m³/As. Die in Metallen entstehenden *Hall*-Spannungen sind gering. Große *Hall*-Konstanten ergeben sich für bestimmte Halbleiterwerkstoffe wie

Indiumarsenid (InAs): $R_H \approx 120 \cdot 10^{-6}$ m³/As,
Indiumantimonid (InSb): $R_H \approx 240 \cdot 10^{-6}$ m³/As.

Aufbau von *Hall*-Generatoren

Bild 4 zeigt den Aufbau eines Hall-Generators, das rechteckige Halbleiterplättchen mit den 4 Anschlüssen. Bild 5 veranschaulicht eine praktische Ausführung eines modernen *Hall*-Generators. Die meisten *Hall*-Generatorplättchen haben eine längliche Form entsprechend Bild 5. In Bild 6 werden andere übliche Plättchenformen gezeigt. Das *Hall*-Plättchen soll grundsätzlich dünn sein. Die Halbleiterwerkstoffe werden auf ein Trägermaterial aufgedampft, wobei man Schichtdicken von nur wenigen Mikrometern wählt. Das Trägermaterial wird im Betrieb ebenfalls vom magnetischen Feld durchsetzt. Es ist daher für viele Anwendungsfälle günstig, ein magnetisch leitfähiges Trägermaterial zu verwenden. Weichmagnetische Ferrite sind als Trägermaterial gut geeignet. Zum Schutz gegen mechanische Beschädigungen ist das elektrische System meist von einem Mantel aus Gießharz umgeben.

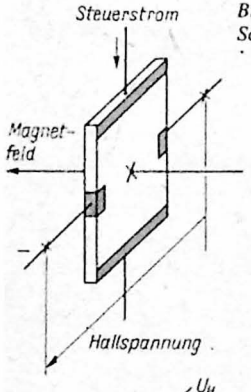


Bild 4
Schematische Darstellung eines Hall-Generators

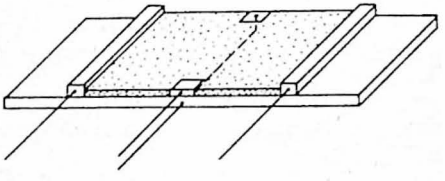


Bild 5
Prinzipieller Aufbau eines Hall-Generators

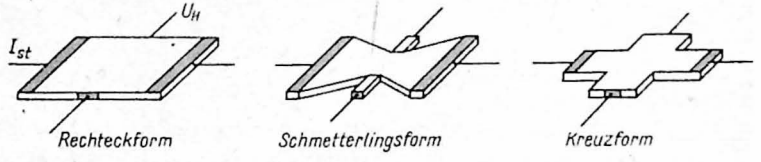


Bild 6 Unterschiedliche Plättchenformen für Hall-Generatoren

Begriffe und Kennwerte

Nachfolgend werden wichtige Grenz- und Kennwerte von *Hall*-Generatoren genannt.

Höchstzulässiger Steuerstrom $I_{St\,max}$
Das ist der größte Strom, der fließen darf, ohne daß der *Hall*-Generator durch zu starke Erwärmung zerstört wird; übliche Werte: etwa 600 mA.

Nenn-Steuerstrom I_{StN}
An die Steuerelektroden wird der Steuerstrom angelegt. Die Datenblätter enthalten den Nennwert. Mit Rücksicht auf die Verlustwärme im Bauelement sollte der Datenblattwert nicht überschritten werden; übliche Werte: 10 bis 500 mA.

Leerlauf-Hall-Spannung U_{H0}
Das ist der Nennwert der *Hall*-Spannung für unbelasteten *Hall*-Generator. Da die *Hall*-Spannung von der magnetischen Induktion und dem Steuerstrom abhängt, gilt diese Kenngröße für den Steuerstrom-Nennwert I_{StN} und einen bestimmten Nennwert des Steuerfelds B_N; übliche Werte: 50 bis 400 mV.

Innenwiderstand des Steuerkreises R_{iSt}
Das ist der Innenwiderstand zwischen den Steuerelektroden; übliche Werte: etwa 3 Ω.

Innenwiderstand des Hall-Kreises R_{iH}
Der *Hall*-Generator hat, wie jeder Spannungserzeuger, einen Innenwiderstand. Seine Größe ist von den Abmessungen der Halbleiterschicht und von der magnetischen Flußdichte abhängig; übliche Werte: 1 bis 4 Ω.

Hallspannungs-Temperaturbeiwert TK_H
Dieser Wert charakterisiert die Temperaturabhängigkeit der *Hall*-Spannung. Mit TK_H kann die Änderung der *Hall*-Spannung bei Temperaturänderungen bestimmt werden. Es gilt:

$$\Delta U_H = U_{H20} \cdot TK_H \cdot \Delta T; \qquad (2)$$

ΔU_H – Änderung der *Hall*-Spannung, U_{H20} – *Hall*-Spannung bei Raumtemperatur (+20 °C), ΔT – Temperaturänderung.

Kennlinien von *Hall*-Generatoren

Wie bei jedem Bauelement können Eigenschaften mit Kennlinien veranschaulicht werden. Bild 7 veranschaulicht die Abhängigkeit der *Hall*-Spannung von der magnetischen Flußdichte – bei konstantem Steuerstrom von 400 mA – und unterschiedlichen Lastwiderständen R_L. Bei linearer *Hall*-Spannung $U_H = f(B)$ muß mit dem Widerstand R_{LL} abgeschlossen werden. Bild 8 zeigt den Linearisierungsfehler F in Abhängigkeit vom Abschlußwiderstand R_L.

Der in den Datenblättern angegebene Innenwiderstand des Steuer- und des *Hall*-Kreises erhöht sich bei ansteigender magnetischer Flußdichte B, wie das Bild 9 darstellt. Je nach Halbleitermaterial kann die Erhöhung des

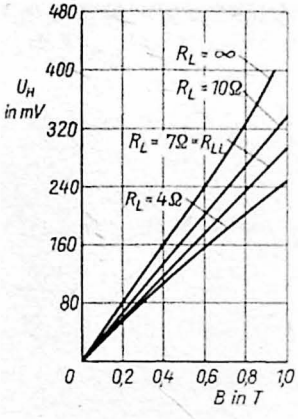


Bild 7
Abhängigkeit der Hall-Spannung von der magnetischen Flußdichte bei unterschiedlichen Belastungswiderständen (Steuerstrom konstant)

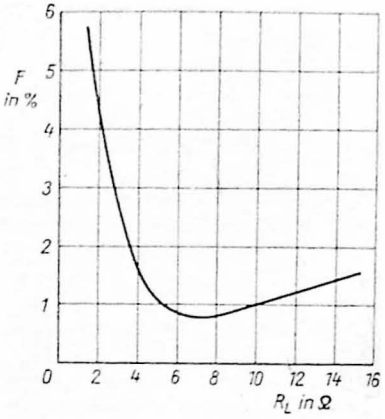


Bild 8
Linearisierungsfehler als Funktion des Lastwiderstands

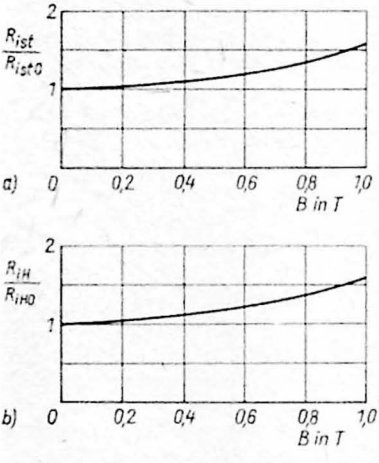


Bild 9
Relative Änderung des steuerseitigen (a) und des hall-seitigen Innenwiderstands als Funktion der magnetischen Flußdichte

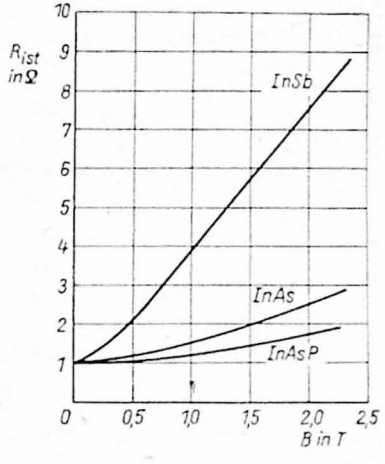


Bild 10
Änderung des steuerseitigen Innenwiderstands mit unterschiedlichen Halbleitermaterialien

steuerseitigen Innenwiderstands sogar beträchtlich sein. In Bild 10 ist die Änderung von R_{iSt} – bezogen auf 1 Ω – bei *Hall*-Generatoren aus 3 unterschiedlichen Halbleitermaterialien dargestellt.

Hall-Generatoren in der Schaltung

Da aus fertigungstechnischen Gründen der *Hall*-Spannung noch ein kleiner ohmscher Spannungsanteil überlagert ist, hat die Ausgangsspannung bei einem Steuerfeld $B = 0$ nicht den Wert 0. Es gilt

$$U_{HRo} = R_0 \cdot i_{St}; \tag{3}$$

U_{HRo} – ohmsche Nullspannung in V, R_0 – ohmsche Nullkomponente in V/A, i_{St} – Steuerstrom in A.

Durch eine Kompensationsschaltung entsprechend Bild 11 kann diese ohmsche Nullspannung aufgehoben werden. Übliche Größenordnungen von U_{HRo} sind 0,5 bis 30 mV. Die Kompensation der ohmschen Nullspannung wird mit $R2$ beeinflußt.

Die Temperaturabhängigkeit der *Hall*-Spannung läßt sich durch Konstanthaltung der Steuerspannung U_{St} kompensieren. Das ist z. B. möglich durch Parallelschaltung eines Widerstands zu den Steuerstromanschlüssen und einer entsprechenden Erhöhung des gesamten Steuerstroms ($R1$, $R2$ und $R3$ nach Bild 11). Der steuerseitige Innenwiderstand hängt vom Steuerfeld B ab. Um einen möglichst eingeprägten Steuerstrom zu erhalten, wird den Steuerstromanschlüssen ein Widerstand R_v vorgeschaltet, der so groß ist, daß die Widerstandsänderung des *Hall*-Generators kaum mehr ins Gewicht fällt.

Werden *Hall*-Generatoren mit Wechselfeldern betrieben, so entsteht auch bei einem Steuerstrom von $I_{St} = 0$ durch die induktive Nullkomponente bereits eine kleine *Hall*-Spannung. Diese induktive Nullkomponente A wird in Datenblättern in cm² angegeben. Als mathematische Beziehung gilt:

$$U_{HBo} = A\frac{dB}{dt} \cdot 10^{-1}; \tag{4}$$

A – Induktive Nullkomponente in cm², U_{HBo} in V.

Bei A handelt es sich um die Angabe der Schleifenfläche zwischen den *Hall*-Spannungsanschlüssen (s. Bild 12).

Im folgenden werden nun einige Schaltungsbeispiele beschrieben. Da wäre zuerst eine einfache Versuchsschaltung gemäß Bild 13 anzugeben. Mit einem Vielfachmesser (Meßbereich 1 bis 1,5 V) wird die *Hall*-Spannung gemessen. Beim Annähern eines Dauermagneten an den *Hall*-Generator steigt die *Hall*-Spannung. Je nachdem, ob es sich dabei um den Süd- oder Nordpol handelt, ist die *Hall*-Spannung unterschiedlich gepolt. Bei Änderung des Steuerstroms über den Einstellregler $R1$ ändert sich die *Hall*-Spannung ebenfalls.

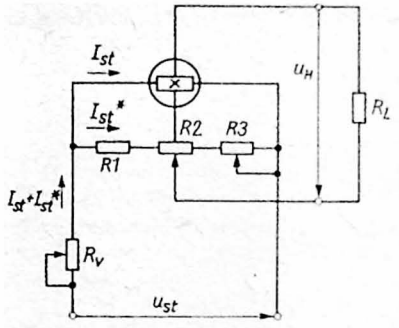


Bild 11
Kompensationsschaltung für die ohmsche Nullspannung

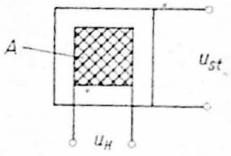


Bild 12
Schleifenfläche, von der die induktive Nullkomponente abhängt

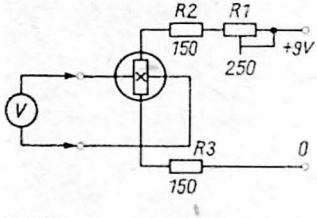


Bild 13
Einfache Versuchsschaltung mit Hall-Generator

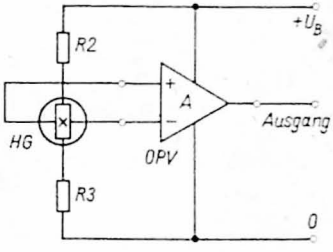
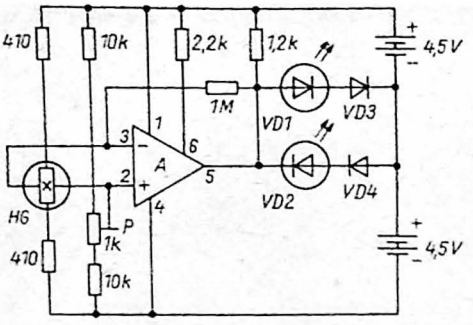


Bild 14
Die kleine Hall-Spannung muß verstärkt werden, wozu OPV gut geeignet sind (Prinzipschaltung)

Der Steuerstrom wird meist von der Betriebsgleichspannung über einen Vorwiderstand gewonnen (s. Bild 13, *R*2 und *R*3). Da die erzeugte *Hall*-Spannung von einigen Millivolt allgemein zur Ansteuerung nachfolgender Leistungsbauteile nicht ausreicht, müssen dem *Hall*-Generator meist Verstärker nachgeschaltet werden. Dafür geeignet sind Operationsverstärker, wie das mit Bild 14 gezeigt wird.

Die praktische Anwendung dieser Grundschaltung wird mit einem Applikationsbeispiel nach Bild 15 veranschaulicht. Es handelt sich um einen Polprüfer mit *Hall*-Generator. Ohne Steuerfeld *B* wird der Einstellregler P so eingestellt, daß beide LED nicht leuchten. Je nachdem, welcher Magnetpol dem *Hall*-Generator genähert wird, leuchtet VD1 oder VD2 auf. Die Zuordnung der Polarität ist mit einem Dauermagneten vorzunehmen, dessen Nord- und Südpol bekannt sind.



HG = SBV 566 (Siemens); A = TCA 325 A (B 625 D);
VD1 = LED rot; VD2 = LED grün; VD 3, 4 = SAY 30 o. ä.

Bild 15
Einfacher Polprüfer mit Hall-Generator

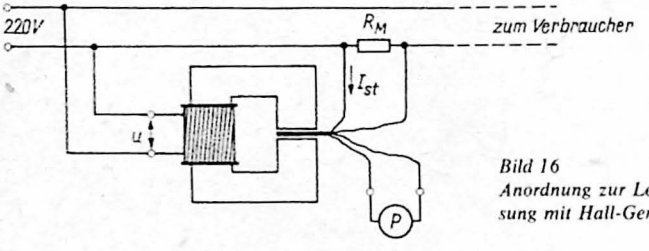


Bild 16
Anordnung zur Leistungsmessung mit Hall-Generator

Anwendungsbereiche von *Hall*-Generatoren

Abschließend sollen kurz einige Anwendungsbereiche des *Hall*-Generators angeführt werden. Da die *Hall*-Spannung vom Steuerstrom und dem Magnetfeld abhängig ist, kann der *Hall*-Generator im geschlossenen Magnetkreis als Multiplikator I · B eingesetzt werden. Somit ist durch Produktbildung von Verbraucherstrom und Verbraucherspannung eine Leistungsmessung möglich. Bild 16 zeigt eine Anordnung zur Leistungsmessung.

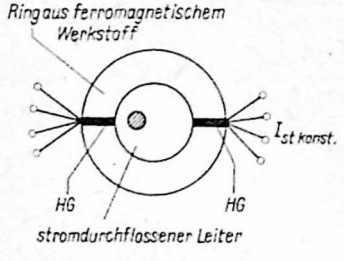


Bild 17
Anordnung zur Gleichstrommessung mit Hall-Generator

Die Anordnung des *Hall*-Generators im geschlossenen magnetischen Kreis erschließt weitere Anwendungsgebiete. Auf dem Umweg über ein Magnetfeld können z.B. Gleichströme gemessen werden. Bild 17 zeigt eine solche Anordnung. Die Summe der beiden *Hall*-Spannungen ist der Stromstärke proportional. Die Summenspannung ist hierbei unabhängig von der Lage des stromdurchflossenen Leiters im Fenster.

Ein wichtiges Einsatzgebiet für *Hall*-Generatoren bildet die Verwendung als Indikatoren für Magnetfelder. Wird beispielsweise ein Dauermagnet am *Hall*-Generator vorbeigeführt, so entsteht eine *Hall*-Spannung. Eine Drehzahlmessung läßt sich auf diese Weise einfach durchführen. Bild 18 zeigt das Prinzip.

Der *Hall*-Generator kann auch als Modulator eingesetzt werden. Wird er in einer mit Wechselstrom erregten Feldwicklung angebracht und ein zu verstärkendes Signal als Steuerstrom zugeführt, so entsteht eine *Hall*-Wechselspannung, deren Amplitude dem Steuersignal proportional ist.

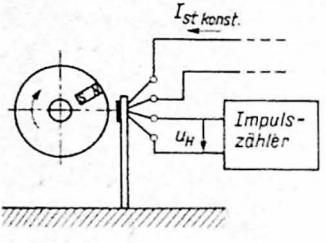


Bild 18
Prinzip der Drehzahlmessung mit Hall-Generator

Literatur

[1] K.-H. Rumpf, Bauelemente der Elektronik, 10. Aufl., Kapitel 15, Berlin 1980.
[2] K. Hamaerak: Der Hallgenerator, ein elektronisches Bauelement mit vielseitigen technischen Einsatzmöglichkeiten, Elektronik-Anzeiger 2 (1970), Heft 10, Seite 188 bis 191.
[3] G. Stürmer, Magnetfeldabhängige Bauelemente, radio fernsehen elektronik 20 (1971), Heft 12, Seite 381 bis 383.
[4] G. Stürmer, Einige Anwendungen magnetfeldabhängiger Bauelemente, radio fernsehen elektronik 20 (1971), Heft 20, Seite 656 bis 659.
[5] H.-G. Steidle, Magnetisch steuerbare Halbleiterwiderstände, Siemens-Zeitschrift 45 (1971), Heft 9, Seite 607 bis 613.

Anspruchsvolles Netzteil für den Amateurfunkempfänger *AFE 12*

Walter Koch

Das vorgestellte Netzteil für den Amateurfunkempfänger *AFE 12* soll folgende Bedingungen erfüllen:

1) Bereitstellung einer ausreichend gesiebten Gleichspannung (Restwelligkeit <60 dB).
2) Gewinnung einer stabilisierten Gleichspannung zwischen 9 und 14 V.
3) Notstromversorgung über eingebaute Akkumulatoren für Netzausfall oder Mobilbetrieb (Betriebszeit etwa 10 h).
4) Pufferung der Akkumulatoren bei Netzbetrieb.
5) Tiefentladungsschutz für die Akkumulatoren bei Batteriebetrieb.

Schaltungstechnische Realisierung der Bedingungen 1 und 2

Die aus einem Netztransformator *M42* gewonnene Wechselspannung von 17 V wird mit einem Selengleichrichter V1 bis V4 gleichgerichtet und mit den Kondensatoren *C*1 und *C*2 ausreichend vorgesiebt. Eine weitere elektronische Herabsetzung der Restwelligkeit geschieht im IS A1. Mit ihm wird die Gleichspannung auf elektronischem Weg auch stabilisiert [1], [3]. Die Einstellbarkeit der stabilisierten Gleichspannung muß feinfühlig mög-

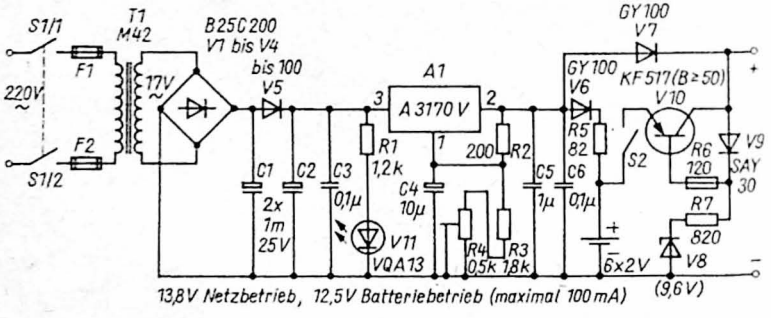


Bild 1 Gesamtstromlaufplan des Netzteils

lich sein, da sie gleichzeitig die Aufladeschlußspannung für die Akkumulatoren (6× Kleinakkumulatoren 0,5 Ah) ist. Daher wurde auf einen großen Regelumfang zugunsten der feinen Einstellbarkeit verzichtet und der regelbare Parallelwiderstand zu $C4$ in $R3 + R4$ aufgeteilt.

Die Beschaltung des IS A1 mit Kondensatoren ($C3$, $C4$, $C6$, $C5$ – MKT) wird nach Industrieangaben [1] vorgenommen. Zur Gewährleistung eines technisch geforderten, minimalen Laststroms von mindestens 4 mA empfiehlt es sich, parallel zu $C5$ einen Widerstand von etwa 2,7 kΩ zu schalten. Dieser ist auf der Leiterplatte nicht vorgesehen (Bild 2 und Bild 5) und in der Schaltung nicht ausgewiesen (Bild 1). Der IS A1 wird mit 2 Kühlblechen gekühlt (Bild 4).

Schaltungstechnische Realisierung der Bedingungen 3 und 4

Der Einbau der Kleinakkumulatoren (6 × 2 V, 0,5 Ah) ist für Mobilbetrieb oder Netzausfall gedacht. Die Aufladeschlußspannung wird bei Netzbetrieb dem IS A1 entnommen, von diesem konstantgehalten und mit $R4$ auf 12,8 V eingestellt. Gegen Ende des Ladevorgangs nimmt die Differenz zwischen eingestellter Aufladeschlußspannung und Spannung am Akkumulator ab, so daß auch der Ladestrom abnimmt. Das kommt einer gewünschten geringeren Gasentwicklung in den Akkumulatorzellen entgegen. Auch wurde die Aufladeschlußspannung bewußt etwas niedriger gewählt, um mit Sicherheit eine Überladung und damit Gasentwicklung in den Kleinakkumulatoren zu vermeiden.

Der Ladestrom wird am Anfang des Ladevorgangs mit R5 fest eingestellt (etwa 30 mA). Die Diode V6 verhindert eine Rückentladung des Akkumulators über Bauelemente vor V6, falls das Netz abgeschaltet ist. Die Differenz zwischen Netz- und Batteriebetrieb ist dann niedrig, wenn die Aufladeschlußspannung für die Akkumulatoren gering gehalten wird.

Schaltungstechnische Realisierung der Bedingung 5

Die Betriebsspannung wird bei Netzbetrieb vom IS A1 über die Diode V7 und bei Batteriebetrieb von den Akkumulatoren über den Längstransistor V10 bereitgestellt. V7 verhindert bei Batteriebetrieb die Entladung der Akkumulatoren durch Bauelemente vor V7. V10 verhütet bei Netzbetrieb die unkontrollierte Aufladung der Akkumulatoren und ist Schalter für den Tiefentladungsschutz. Der Tiefentladungsschutz vermeidet bleibende Schäden in den Akkumulatoren bei Entladung unter die vorgeschriebene Entladeschlußspannung. Sie liegt bei den Kleinakkumulatoren bei 1,8 V je Zelle; sollte also insgesamt 10,8 V betragen. Die Z-Diode V8 muß daher auf eine geeignete Z-Spannung ausgesucht werden. Schaltungstechnisch muß sie kleiner als die Entladeschlußspannung sein und betrug beim Mustergerät

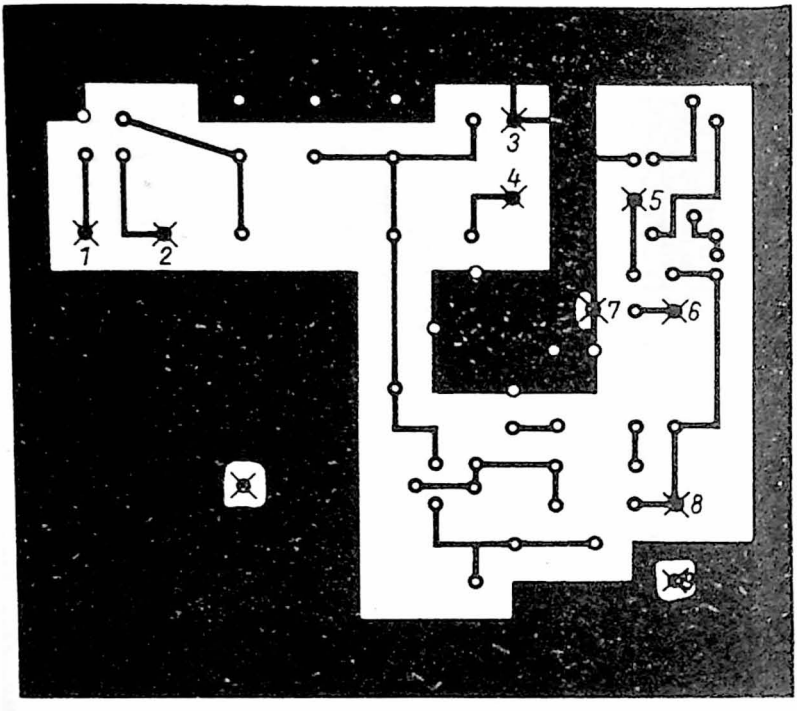


Bild 2 Leitungsführung der Leiterplatte für die Schaltung nach Bild 1

9,6 V, damit der Transistor V10 bei 10,8 V die Akkumulatoren vom *AFE 12* abschaltet. Der Z-Strom wird mit *R*7 auf etwa 2,5 mA begrenzt.

Der Tiefentladungsschutz läßt sich über den Schalter S2 abschalten; sonst würden bei längeren Betriebspausen (etwa 200 h) die gefüllten Akkumulatoren über V10, *R*6, *R*7, V8 mit etwa dem Z-Strom durch die Z-Diode V8 entladen. Der Tiefentladungsschutz wird ohnehin nur bei Batteriebetrieb benötigt und kann dann zugeschaltet werden.

Die geringe Spannungsdifferenz zwischen Netzbetrieb und Batteriebetrieb ist bedeutungslos, da im *AFE 12* die Betriebsspannung von etwa 12 V nochmals zur weiteren Stabilisierung herabgesetzt wird. Bei Umschaltung von Netz- auf Batteriebetrieb und umgekehrt ist während eines SSB-QSOs keine Frequenzverwerfung hörbar; lediglich die Hängerregelung im *AFE 12* spricht an.

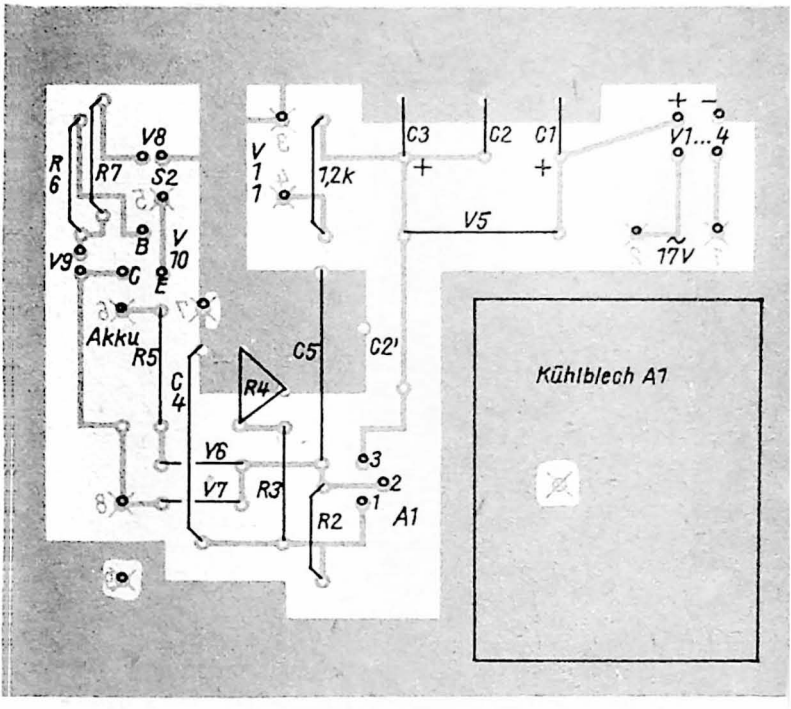


Bild 5 Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 1; Lötstützpunkte 1-2 – Wechselspannung 17 V vom Netztransformator, 3-3 – Leuchtdiode V11, 5-6 – Schalter S2, 6-7 – Akkumulatoren, 8-9 – Betriebsspannung für AFE 12

Praktischer Aufbau

Die Schaltung wird auf einer Leiterplatte (Bild 2 und Bild 5) aufgebaut. Die Leiterplatte ist an Winkelblechen auf der linken Seitenfläche des Geräts senkrecht montiert. (Bild 3). Die Akkumulatoren stehen in einem Kästchen (aus kupferkaschiertem Halbzeug gelötet), dessen etwas größere Grundfläche mit den Blechwinkeln der Grundfläche vom *AFE 12* verschraubt wird. Der Schalter S2 kann in die Rückwand des *AFE 12* (hinten links) montiert werden. Das Netzkabel wird durch eine Gummisicherung durch die Rückwand des *AFE 12* geführt. Der Netztransformator steht auf einem Blechwinkel der Grundfläche des *AFE 12* (hinten rechts).

Die Leuchtdiode V11 zeigt den Netzbetrieb an. Man ordnet sie links neben dem S-Meter an. Dazu wird das S-Meter nicht mittig in den Ausschnitt der Frontplatte montiert, sondern weitestgehend rechts. Die Plastblende läßt sich jetzt für die Aufnahme von V11 aufbohren.

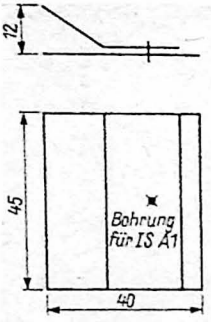


Bild 3
Kühlbleche für den A 3170 D

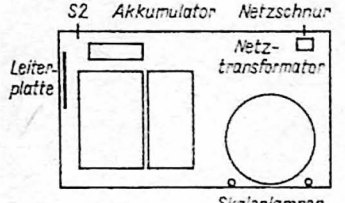


Bild 4
Einbauskizze für das Netzteil in den AFE 12

Der *AFE 12* wurde außerdem mit einer Skalenbeleuchtung ausgestattet (2 Stück Kleinglühlampen 4 V, 50 mA, mit Vorwiderstand). Der Skalenstrich wird nicht mit Tusche schwarz hinterlegt, sondern nur tief geritzt, so daß er auf Grund der speziellen Brechungsverhältnisse im Plast durch die Skalenbeleuchtung weiß aufleuchtet. Die Skalenbeleuchtung läßt sich abschalten.

Selbstverständlich kann das Netzteil für den *AFE 12* auch vereinfacht aufgebaut werden:

1) Wegfall der Notstromversorgung durch die Akkumulatoren.
2) Wegfall des Tiefentladungsschutzes (V9, V10, R6, R7, V8).
3) Wegfall der Netzanzeige (R1, V11).

Literatur

[1] D. Jung/K. Schlenzig, Mikroelektronik für den Praktiker, Seite 335, Berlin 1985.
[2] K. Schlenzig/W. Stammler, Elektronikbasteln im Wohnbereich, Seite 304, Berlin 1981.
[3] K. Schlenzig, Bauplanbastelbuch Nr. 2, Seite 363, Berlin 1985.
[4] D. Müller, Netzteil für eine Quarzuhr mit digitaler Anzeige, FUNKAMATEUR, Heft 10/1978, Seite 496.

Für QRP-Sender: Aktives Reflektometer

Ing. Frank Sichla – Y51UO

Bei QRP-Sendern ist gute Antennenanpassung mindestens ebenso wichtig wie bei Sendern großer Leistung. Ist die Antenne fehlangepaßt, reduziert sich bei QRP spürbar das Angebot erreichbarer Stationen. Ein Reflektometer zum Ermitteln des Stehwellenverhältnisses sollte deshalb auch bei kleinen Sendern vorgesehen werden, denn es bietet die sichere Basis, die Station auf maximale Strahlungsleistung abzustimmen. Sollen die bekannten passiven Reflektometerschaltungen für QRP eingesetzt werden, erweisen sich Empfindlichkeit und Innenwiderstand üblicher Drehspulmeßwerke aber als zu gering zur Auswertung der auftretenden kleinen Meßspannungen.

Vom passiven zum aktiven Reflektometer

An einer QRP-Endstufe brachte das *Mickeymatch* kaum auswertbare Ergebnisse. Als günstiger wird die Verwendung eines längeren Stücks Koaxialkabel mit getrennten Meßleitungen angesehen [2]. Ein etwa 35 cm langes Stück Koaxialleitung brachte an einer 4-W-Endstufe mit Absorber in der einen Richtung 95 mV/≈ 2 mV, in der anderen 93 mV/6 mV. (Dabei wurde sehr hochohmig gemessen; bei passiven Instrumenten sinkt die Richtgleichspannung beträchtlich!) Durch Manipulation (z. B. Kürzen) der Meßleitungen kann man sehr einfach optimieren. Die Meßleitungen lassen sich bequem anbringen, wenn man das Kupfergeflecht zunächst völlig abzieht.

Soll die Anzeigespannung erhöht werden, kann man die Meßleitungen verlängern oder die Meßspannung verstärken. Der erste Weg scheidet aus (Platzbedarf), der zweite führt zu einer eleganten Lösung, wenn man konsequent weiterdenkt und eine Schaltung findet, die sich aus der HF des Senders speisen läßt und deshalb minimalen Eigenleistungsbedarf aufweisen muß.

Für die Realisierung einer solchen Schaltung braucht man
- ein Verstärkerelement und
- eine Spannungsversorgungsschaltung

mit jeweils geringem Eigenleistungsbedarf. Als Verstärker steht ein Sortiment brauchbarer Operationsverstärker zur Verfügung (Bild 1). Die Kleinleistungstypen *B176/177D* haben eine über R beeinflußbare Ruhestromauf-

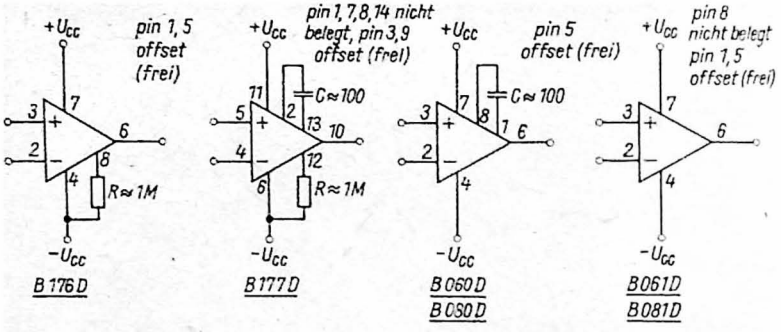


Bild 1 Die zur Realisierung des aktiven Reflektometers einsetzbaren Operationsverstärker

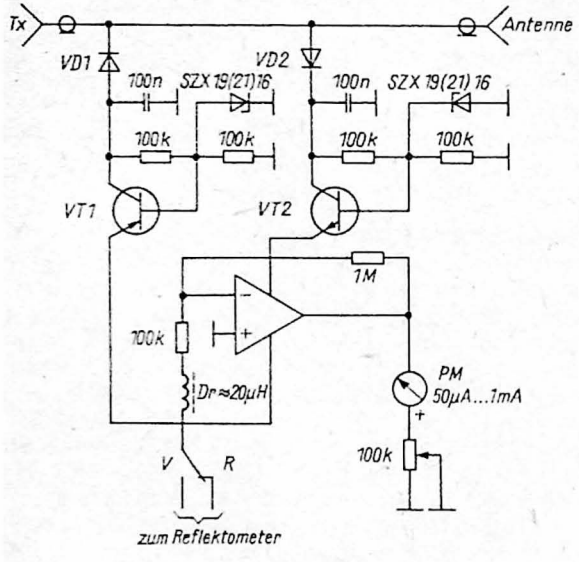


Bild 2 Stromlaufplan des aktiven Teils des Reflektometers

nahme von minimal 20 µA. Die Typen *B 060/061 D* weisen etwa 200 µA (typ.) auf, *B 080/081 D* etwa 2 mA (typ.).

Für die Stromversorgung wurde die Anordnung nach Bild 2 eingesetzt. Sie entstand durch folgende Überlegung: Will man eine Stabilisierung mit Z-Dioden vornehmen, müssen schon einige Milliampere Querstrom aufgebracht werden, und das ist zu viel. Die Operationsverstärker sollen im Betriebsspannungsbereich von ±5 bis ±18 V arbeiten. Welche Spannung er-

hält man nach Einweggleichrichtung bei Senderausgangsleistungen zwischen 1 W (an 50 Ω) und 10 W (an 75 Ω)?

$$U \approx U_{\text{eff}} \sqrt{2} = \sqrt{P \cdot R}\ \sqrt{2},$$
$$U_{\min} \approx 1\,\text{W} \cdot 50\,\Omega\ \sqrt{2} = 10\,\text{V},$$
$$U_{\max} \approx 10\,\text{W} \cdot 75\,\Omega\ \sqrt{2} = 38{,}7\,\text{V}.$$

Teilt man die Gleichspannung und sorgt für eine Begrenzung, so daß ±18 V nicht überschritten werden können, lassen sich Sender im genannten Leistungsbereich zur Versorgung der Schaltung einsetzen.

Dimensionierungshinweise

Es ist sehr wichtig, spannungsfeste Bauelemente einzusetzen, damit die Schaltung die hohen Spannungen aushält, die bei versehentlichem Abklemmen der Antenne entstehen. Für VD1/2 eignen sich z. B. *GAY 64, GA 103/104, SAY 12/73, SY 345/1K* oder *SY 345/1L*, für VT1 *SC 307* ($U_{CEO} = -45$ V), *SF 118* (−60 V), *SF 119* (−80 V), für VT2 *SC 237* (45 V), *SF 128* (60 V) oder *SF 129* (80 V). Die Belastung für die Dioden ist

$$U_{\text{sperr}} = 2 \cdot \sqrt{2}\, U_{\text{eff}}!$$

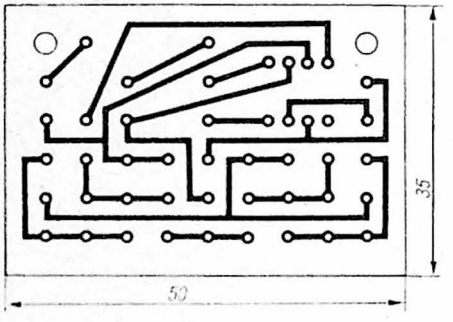


Bild 3
Bestückungsplan für die Leiterplatte

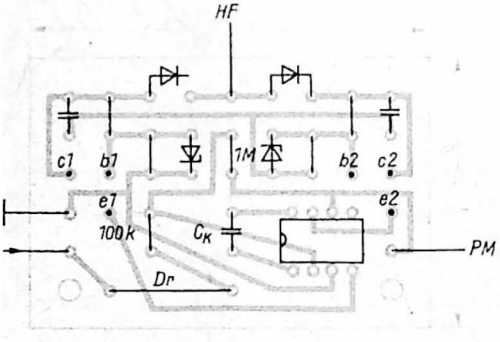


Bild 4
Leitungsführung gemäß Bild 3 (Schichtseite)

Bei Einsatz der Operationsverstärker *B 176/177 D* kann der nichtinvertierende Eingang über 100 kΩ an Masse gelegt werden (geringere Driftauswirkungen). Mit $R = 1\ M\Omega$ liegt die Ruhestromaufnahme bei 100 µA, weniger ist nicht zu empfehlen, da das Driften dann zu stark wird.

Die Leiterplatte (Bild 3, Bild 4) gilt für die BIFET-Typen.

Soll ermittelt werden, wie hoch die prozentuale Leistungsentnahme ist, geht man von der niedrigsten HF-Spannung aus. Die abgegebene HF-Leistung steigt ja quadratisch mit dieser, die von der Schaltung aufgenommene Leistung aber nicht. Bestimmend ist die Operationsverstärker-Ruhestromaufnahme I_{CC}:

$$P_V = 2 \cdot U_{min} \cdot I_{CC}.$$

Man erhält für *B 080/081 D*:

$$P_V = 2 \cdot 10\ V \cdot 0{,}2\ mA = 4\ mW.$$

Nur etwa 4 % der Senderausgangsleistung werden von der Hilfsschaltung benötigt. Bei den anderen Operationsverstärkern liegt der Wert unter 1 %.

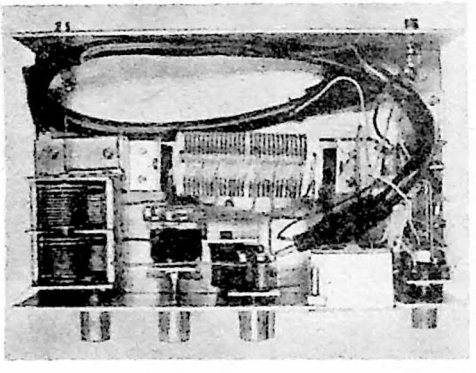


Bild 5
Collins-Filter und Reflektometer wurden in ein gemeinsames Gehäuse eingebaut

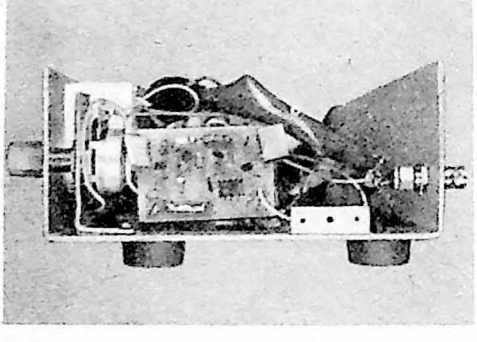


Bild 6
Die kleine Leiterplatte kann auch nachträglich überall eingebaut werden

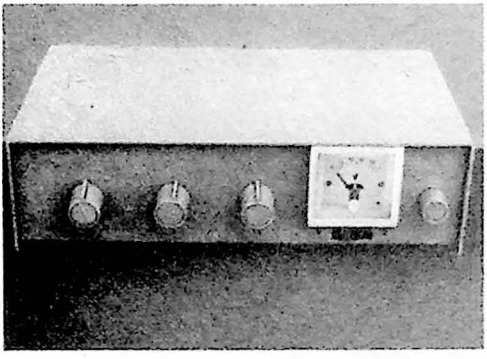


Bild 7
Von außen ist dem Gerät sein aktiver Charakter nicht anzusehen

Es sei noch erwähnt, daß mit der Band-gap-Referenzspannungsquelle *B 589 N* auch eine Stabilisierungsschaltung aufgebaut werden könnte, denn dieses Bauelement benötigt minimal 50 µA Querstrom.

Die Fotos Bild 5 bis Bild 7 zeigen den Aufbau des Mustergeräts.

Mindestens eine der Buchsen sollte isoliert montiert werden. Dann wird der Mantel des Koaxkabels nicht kurzgeschlossen. Damit sind Fehlmessungen bei Auftreten von Mantelwellen ausgeschlossen.

Literatur

[1] K. Rothammel, Antennenbuch, 10. Aufl., Berlin 1984.
[2] D. Lechner, P. Fink, Kurzwellensender, Berlin 1979.

Dr. Walter Rohländer – Y22OH

Kleine QRP-Schule des Kurzwellenamateurs

QRP-Definition

QRP ist die Betriebsdienstaufforderung «Vermindern Sie ihre Sendeleistung», eine dem Funkamateur geläufige, internationale Q-Gruppe. Unter QRP-Station wird eine Funksendeanlage verstanden, deren Gleichstromeingangsleistung der Senderendstufe unter 10 W liegt. Bei einem größeren Input spricht man dann von einer QRO-Station. Contestausschreibungen ist zu entnehmen, daß der QRP-Input auch unterhalb 10 W noch weiter gestaffelt sein kann.

QRP-Motivation

Es gibt zahlreiche Funkamateure, die eine QRP-Station erfolgreich betreiben. Ihre Anzahl steigt zusehends. Die Motivierung für den QRP-Betrieb ist vielschichtig. Ohne Wertung der Reihenfolge seien einige Beweggründe aufgelistet, deren Randbedingungen jedoch erst weiter unten geklärt werden:

- sportliche Leistung im QRP-Betriebsdienst,
- netzunabhängige, batteriegespeiste Portablestation,
- verringerte Möglichkeit einer Funkstörung durch Nebenaussendungen,
- Teilnahme an Contesten in der Kategorie «QRP».

QRP – QRO, ein bildlicher Vergleich

Die Standardfunkanlage der Amateurfunkklubstation in der DDR ist der Kurzwellentransceiver *Teltow* mit einem HF-Output von etwa 80 bis 40 W, je nach Band zwischen 80 und 10 m. Bei sorgfältiger Anpassung an eine gute Antennenanlage ist mit dieser Station jederzeit DX-Verkehr auch ohne Nachbrenner von etwa 250 W HF oder mehr (Sondergenehmigung) möglich. Eine Spitzenleistung im aktiven Contestgeschehen erlaubt der *Standard-Teltow* nicht, aber man kann sich eine Vielzahl sportlich hochwertiger Diplome kurzfristig erarbeiten. Der Kraftfahrer würde den *Teltow* als einen «Mittelklassewagen» bezeichnen, mit dem man jederzeit sein Ziel si-

cher und zuverlässig erreicht. Er ist pflegeleicht und verbraucht relativ wenig Benzin. Wie wäre es mit einem «Kleinwagen»? Er belastet die Umwelt weniger, benötigt noch weniger Benzin, und man erreicht auch fast jedes Ziel, zuverlässig – aber eben langsamer.

Sicher hinken Vergleiche. Die QRP-Station ist jedoch der «Kleinwagen» des Funkamateurs. Die Umweltbelastungen, sprich Funkstörungsmöglichkeiten, sind beträchtlich herabgesetzt. Der Gleichstrominput ist klein, und langzeitiger Batteriebetrieb erscheint möglich. Der Kleinwagen ist leicht aufzubocken, die QRP-Station oft tragbar. Das Miniauto paßt bestimmt in eine kleine Parklücke, der 10-Watter vielfach in eine Aktentasche. Langsam erreichen beide fast jedes Ziel.

QRP – QRO, ein Leistungsvergleich

Eine S-Stufe am Antenneneingang eines Funkempfängers entspricht definitionsgemäß der doppelten bzw. halben Signalspannung, oder – besser – die Signalleistung ist um den Faktor 4 größer bzw. 0,25 kleiner. Eine S-Stufe entspricht mithin einem Leistungsverhältnis von ±6 dB. Das Leistungsverhältnis zwischen 100 W Output und 10 bzw. 1 W beträgt 10 bzw. 20 dB. An Stelle eines Rapports von S9 für 100 W Output erhält man günstigenfalls S6 für 1 W Output, an Stelle von S7 dann S4, ein «befriedigendes Signal».

Wann QRP?

Ein für den «Normalverbraucher» lesbares Telegrafiesignal sollte wenigstens 1 S-Stufe über QRM und/oder QRN liegen. Dabei beträgt die Lesbarkeit eines solchen Zeichens meist R4. Die Frage «Wann QRP?» kann damit leicht beantwortet werden:

- Stationen mit Lesbarkeit R4 nur anrufen, wenn diese gleichfalls QRP-Betrieb machen,
- QSO mit S7- bis S9- und + +-Stationen sind jederzeit möglich.

Eine ähnliche Aussage trifft auch für den J3E-(SSB-)Betrieb zu.

Funkamateur und QRP

Erst der erfahrene Funkamateur wird seine QRP-Station voll ausschöpfen und beachtenswerte Erfolge erzielen. Was zeichnet ihn aus?

- Er besitzt eine Station mit sauberer CW-Tastung, möglichst für BK-Verkehr ausgerüstet, oder sprachbehandeltem SSB-Signal an einer für DX-Betrieb flachstrahlenden, verlustarm angepaßten, hochwertigen Sendeantenne.
- Er nutzt jede Chance, die ihm die Gesetzmäßigkeit der Ausbreitung der Funkwellen für das betreffende Zielland bietet, z. B. die hohen Feldstärken kurz nach Bandöffnung oder kurz vor Bandschließung, arbeitet ±30 min bei Sonnenauf- bzw. -untergang entlang der sogenannten

«Grauen Linie» (Großkreis mit gleichzeitigem Sonnenauf- und -untergang) DX auf 80 m.
- Er nutzt die höherfrequenten Kurzwellenbänder, da sich in diesem Fall die Signalpegel von QRO und QRP nivellieren, beeindruckend auf 10 m, ohne Bedeutung auf 80 m.
- Er beherrscht ausgezeichnet den Betriebsdienst, hört viel und schlägt im rechten Moment zu, gibt sauber CW bzw. spricht deutlich möglichst in den geläufigen Weltsprachen Englisch, Französisch, Russisch, Deutsch u. a.
- Er besitzt Geduld (das wirkt nebenbei auch erzieherisch).

Der QRP-Amateur liebt diese Betriebsart, betrachtet sie als echtes Hobby von hohem sportlichem Wert. Die meisten Funkamateure gelangen zum QRP über eine langjährige QRO-Erfahrung, oft auch aus dem Wunsch heraus nach einer portablen Kleinstation für Mobilbetrieb oder einem 2. genehmigten Standort, nicht zuletzt auch für den Urlaub.

QRP, gesetzliche Regelungen, Funkstörungen und Nebenaussendungen

Es gibt einen wichtigen Grund, QRP und nur QRP zu arbeiten. Als eine Ursache für Funkstörungen anderer Dienste ist überwiegend die Tatsache anzusehen, daß ein leistungsstarkes Nutzsignal vorliegt. Allein die Umwelt zur Sendeantenne mit ihren hunderten pn-Übergängen, mit oft schlecht abgeschirmten, wenig übersteuerungsfesten Funkempfangsanlagen oder anderer hochfrequenzempfindlicher Technik der Konsumgüterelektronik kann unter Umständen ein gut nachbarschaftliches Verhältnis trüben. Dieses Problem wird bei verminderter Sendeleistung (QRP) in fast allen Fällen gegenstandslos, d. h. gelöst. QRP-Stationen sind vorwiegend volltransistorisiert. Sind die Endstufen kostengünstig mit Bipolartransistoren ausgerüstet, so ist diesen eine bessere Oberwellensiebung nachzuschalten als bei Röhrenendstufen, will man den technischen Bedingungen für den Amateurfunkdienst genügen.

Dazu ein kleines Rechenexempel. Oberhalb 3,5 MHz sind auf Kurzwelle Gleichstromeingangsleistungen der Senderendstufe von 500 W zugelassen. Das entspricht vereinfacht einem HF-Output von 250 W. Es bedeutet, daß Nebenaussendungen unter 25 mW unterhalb 40 MHz und unter 0,25 mW oberhalb 40 MHz zugelassen wären. Folgt man formal den gesetzlichen Bestimmungen, so wären dafür bei 5 W Input und 2,5 W HF-Output (QRP) $<250\ \mu W$ bzw. $<2{,}5\ \mu W$ zugelassen. Hier wirft sich eindeutig die Frage auf, warum sollen in einem konkreten Fall die Nebenaussendungen der QRP-Station 20 dB unterhalb der einer QRO-Station liegen, deren viele mit ihrer Umwelt in gutem Einvernehmen leben? Gleitende Dämpfungsmaße für Nebenaussendungen in Abhängigkeit von der Gleichstromeingangsleistung kämen den QRP-Amateuren zugute. Der Aufwand für die Verminderung der Nebenaussendungen, sprich Selektionsaufwand nach einer QRP-Endstufe, wäre vorteilhaft geringer. Diese Meinung vertritt der Autor.

QRP im Contest

Viele Funkamateure vertreten die Meinung: QRP und Funkwettkämpfe vertragen sich nicht miteinander. Das Gegenteil ist der Fall. Viele Conteste werten eine Einzel-OP-Allband-QRP-Kategorie extra. In diesem Fall kämpft man also gegen andere QRP-Stationen. Da die QRP-Station relativ kostengünstig errichtet werden kann, sind höhere Investitionen in die Sendeantenne möglich, entscheidend für den Contester. Dennoch seien einige Hinweise zu beachten:

- Am Anfang des Contestes arbeite die stärksten Stationen und progressiv dann die schwächeren.
- Rufe höchstens 2- bis 3mal eine Station, später nach dem Pile-up wird sie schon antworten. Eine Ausnahme bildet in diesem Fall das Ende des Contestes, wenn diese Station einen Multiplikator bedeutet.
- Drehe immer über das Band in nur einer Richtung. Auf diese Weise wird das Band kaum «austrocknen».
- Arbeite stets auf der höchsten Frequenz, die in der gewünschten Richtung offen ist (MUF-Regel). Dieses Vorgehen bietet die geringste Leistungsdämpfung auf dem Übertragungsweg.
- Arbeite am Anfang des Contestes die am leichtesten erreichbaren Rufzeichengebiete, die schwierigen in der 2. Contesthälfte (alles unter Berücksichtigung der Ausbreitungsbedingungen).
- Erarbeite Deinen Contestschlachtplan an Hand des Studiums der Ausbreitungsvorhersagen, eigener Beobachtungen 8 Tage vor dem Wettkampf, d. h. den Zeit-Frequenz-Rufzeichengebiet-(Teilerdteil-)Fahrplan, nach dem man sich Stunde für Stunde in etwa richtet.
- Vermeide Doppel-QSOs, sie sind unproduktiv.
- Werde nie ungeduldig. Hören und Zuschlagen sei Strategie. QSO-Nummern von QRO-Stationen sind kein Beispiel, sollen nicht «nervös» machen. Du arbeitest gegen QRP-Stationen.

QRP im QSO

Der Nachbrenner fehlt bei QRP. Man vergesse den eigenen CQ-Ruf, sondern rufe nur an und hänge gegebenenfalls an das eigene Rufzeichen/QRP an. Bei einem ungünstigen Rapport sei das QSO nur kurz (RST, Name, QTH, QSLL?, TNX, 73 usw.). Man muß stets damit leben, daß Stationen die Frequenz belegen, wenn man nicht gehört wird. Das ist dann oft das Ende eines QSOs. Oberhalb 14 MHz liegen die beliebtesten QRP-Bänder. 160 bis 40 m sind saisonabhängig und stark mit QRM und QRN belastet. Gelegentliche Erfolge gibt es jedoch dort jederzeit, vorwiegend im Winter und zu Zeiten geringer Sonnenfleckenaktivitäten. QRP-Betrieb findet vorwiegend 40 bis 60 kHz von der unteren Bandgrenze in CW statt. Und, wie schon gesagt: Geduldig Hören – die Erfolgschance prüfen – dann zuschlagen! Im QRP-Betrieb hat man heute noch den höchsten QSL-Rücklauf.

Die QRP-Station

Die Zahl der Veröffentlichungen auf dem Gebiet der QRP-Technik von Kurzwelle bis UKW wächst mehr und mehr. Sieht man allein die Literatur des *Militärverlages der DDR* der letzten 10 Jahre durch, so findet der Leser unter [1] bis [18] für den Kurzwellenamateur eine Fülle bewährter Schaltungstechnik vom Ein- bis zum Mehrbandsender und -transceiver für CW und SSB sowie vom einfachen bis zum komplexen Gerät.

Der Anfänger auf diesem Gebiet, und für diesen ist dieser Beitrag vorwiegend gedacht, möchte unter Umständen schnell QRV sein. Nahezu problemlos bietet sich in diesem Fall der Bau eines Ein- oder Mehrbandtelegrafiesenders an, da aus der früheren Hörertätigkeit fast immer ein eigener Kurzwellenempfänger vorhanden ist. Einbandsender können nach Vorbereitung ein Wochenendprojekt sein. Zum Bau einer Mehrbandstation benötigt man schon längere Zeit. Im folgenden wird ein Vierband-KW-QRP-Sender für CW fast in Baugruppentechnik angeboten. Bei der Auswahl der Einzelbaustufen wurde davon ausgegangen, daß im experimentierfreundlich eingerichteten Shack einzelne Baustufen auch für Sonderzwecke eingesetzt werden können, z. B. der Exciter als Signalgenerator, der Breitbandsenderkonverter als normaler Verdoppler im KW-Bereich usw. Da die HF-Selektion gleichfalls als Baugruppe geschaltet wird, kann bereits mit der Breitbandtreiberstufe QRPP-Betrieb (etwa 150 mW Output) gemacht oder wahlweise eine QRP-Endstufe (etwa 1,5 W Output) angesteuert werden. Anregungen zum Bauprojekt wurden [19] bis [22] entnommen.

Vierband-QRP-Telegrafiesender für Kurzwelle

Der im folgenden in Baugruppenform vorgestellte Sender für die Bänder 80, 40, 30 und 20 m ist nicht gerade ein Wochenendprojekt, jedoch eine leistungsfähige QRP-Sendetechnik, die vielen Ansprüchen des QRP-Amateurs genügt. Auf den ersten Blick erscheint der Aufwand sehr erheblich. Aber es wurde von der Tatsache ausgegangen, daß eine Einbandversion nur für eine gewisse Zeit der QRP-Tätigkeit befriedigt, dann jedoch vielfach der Wunsch entsteht, auf mehreren Bändern QRV zu sein. Im Mehrbandsender ist der mechanische Aufwand sehr hoch, da nicht nur der VFO umgeschaltet werden muß, sondern auch die der Senderendstufe nachgeschaltete HF-Siebung viel konstruktives Fingerspitzengefühl erfordert. Auf die Beschreibung einer Transceivervariante mit integriertem Direktmischempfänger wurde verzichtet. Die VFO-Pufferstufe hat jedoch einen getrennten Ausgang zur Ansteuerung eines Balancemischers. Semi-BK-Verkehr ist möglich.

Vierband-VFO mit Puffer- und Taststufe

In Bild 1 ist diese Baugruppe dargestellt. Es handelt sich um einen 2mal gepufferten Serien-*Colpitts*-VFO für die Bänder 80, 40, 30 und 20 m. Am Aus-

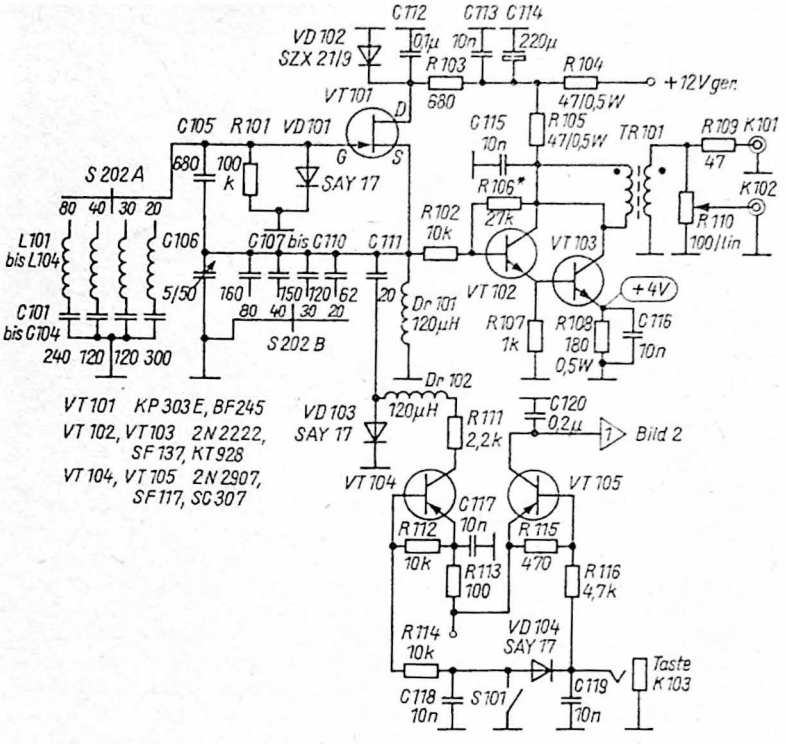


Bild 1 Stromlaufplan des Vierband-VFO für die KW-Amateurbänder 80/40/30/20 m. Widerstände ohne zusätzliche Angabe 1/10 W; C101 bis C105/C107 bis C111 keramische Rohrkondensatoren mit positivem TK oder Styroflex-Kondensatoren

gang stehen an 100 Ω bereits 10 bis 15 mW HF zur Verfügung. Der Oszillatortransistor VT101 belastet seinen frequenzbestimmenden Abstimmteil nur gering. Seine Speisespannung wird durch VD102 stabilisiert. Beruhigend auf die HF-Amplitude wirkt die Kombination *R*101/VD101, d. h., das Oszillatorsignal ist relativ oberwellenfrei. Für die Frequenzstabilität günstig ist die sehr schwache Ankopplung des 1. Puffertransistors VT102 an den Oszillator über *R*102 (10 kΩ). Die Kollektor-Basis-Schaltung von VT102 verbessert die Entkopplung weiterhin.

Bemerkenswert ist die Taststufe mit den pnp-Transistoren VT104 und VT105. Der VFO läuft ständig durch. Bei offener Taste ist VD103 in Durchlaßrichtung gesättigt, schaltet somit *C*111 voll der Abstimmeinheit zu, die VFO-Frequenz wird dadurch versetzt und fällt nicht mehr in den Empfangskanal. Die RC-Beschaltung von VT104 verzögert jedoch diese Frequenzumtastung um Sekunden, d. h., während der Tastung bleibt das Oszil-

latorsignal chirpfrei unverändert konstant. Die Tastung des Senders wird allein in der Treiber/QRPP-Endstufe vorgenommen, was bei dieser kleinen Sendeleistung durchaus üblich ist. Über den Ausgang K101 kann ein Doppelbalancemischer eines Direktmischempfängers direkt angesteuert werden. In diesem Fall muß durch kapazitive Vorbelastung von VD103 mit einigen hundert Pikofarad (ausprobieren) auf den üblichen Offset von 500 bis 1 000 Hz eingestellt werden.

Über den Ausgang K102 kann der VFO nicht nur den Treiber ansteuern, sondern er läßt sich auch als Signalgenerator für Meßzwecke einsetzen. Wird der Schalter S101, ein feststellbarer Tastschalter, geschlossen, so ist das schwache VFO-Signal im Empfänger zu hören. VFO, Pufferstufen und Taststufen sind in 3 getrennte, geschirmte Boxen unterzubringen. Trennstellen zwischen VFO und Puffer sind *C*112/*R*103 und Dr101/*R*102, zwischen VFO und Taststufe Dr102/*R*111. Vor *R*104 werden aus einem niederohmigen Regelnetzteil +12 V der Pufferstufe vor *R*113 der Taststufe zugeführt. Es fließt ein Strom von etwa 25 mA. Für *C*106 ist ein Feintrieb vorzusehen.

Getasteter Treiber und/oder QRPP-Endstufe mit 150 mW Output

Aus Bild 2 ist die Schaltung zu ersehen. Als Treiber ist für *R*203 der Wert von 47 Ω zu verwenden. Dann stehen am Ausgang *C*204 (120 Ω) maximal 70 mW an, ausreichend für die Ansteuerung der nachgeschalteten QRP-Endstufe. *R*203 kann jedoch bis auf 15 Ω herabgesetzt werden, so daß durchaus an *C*204 auch 150 mW HF-Output möglich sind, ausreichend für QRPP-Betrieb, wenn der bezeichnete Tiefpaß zugeschaltet wird. Bei Trei-

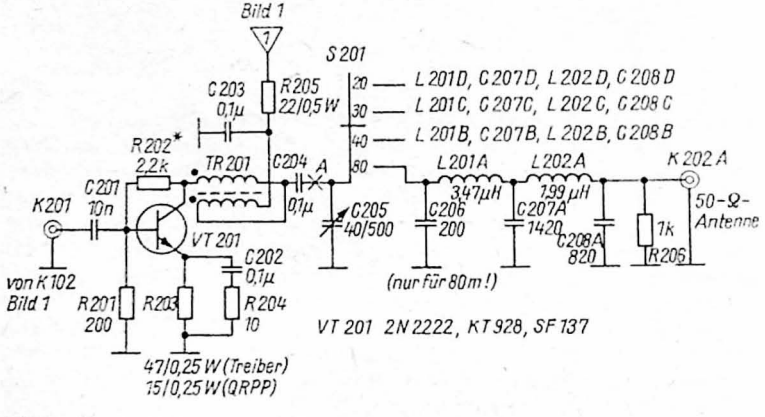


Bild 2 Stromlaufplan für den getasteten Treiber und/oder QRPP-Endstufe, HF-Output etwa 150 mW

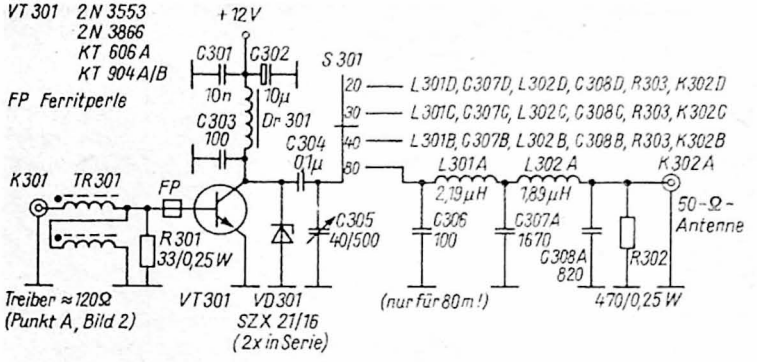


Bild 3 Stromlaufplan der QRP-Endstufe für 80 bis 20 m, HF-Output etwa 1,5 W

berbetrieb ist mit R202 durch $R203$ (47 Ω) ein Ruhestrom von 20 mA (entspricht +0,94 V) bei QRPP-Betrieb, durch $R203$ (15 Ω) von 40 mA (entspricht +0,6 V) einzustellen. Der Leser sollte sich nicht über den Breitbandübertrager TR201 wundern. Er setzt den Ausgangswiderstand des Transistors VT201 um den Faktor 4 auf etwa 120 Ω herab. Der Tiefpaß für QRPP-Betrieb ist entsprechend ausgelegt.

An der Schnittstelle A kann die später beschriebene QRP-Endstufe zugeschaltet werden. Zwischen Treiber und Endstufe wirkt sich jedoch eine Schirmung günstig aus, und ein 120-Ω-Durchbruch ist besser als ein höherohmiger. Die Stufentastung wird über TR201 vorteilhafter vorgenommen also direkt am Kollektor von VT201. Die getastete Treiberstufe ist grundsätzlich in einer geschirmten Box unterzubringen. Durch A geht die Schirmwand, wenn der umschaltbare Tiefpaß für QRPP nachgeschaltet oder der Endstufentransistor zugeschaltet wird. Der Treibertransistor kann mit einer kleinen Kühlfahne versehen werden.

QRP-Endstufe (1,5 W Output) für 80, 40, 30 und 20 m

Bild 3 zeigt diese Baugruppe. Der Eingang ist breitbandig. Der 4:1-Übertrager setzt den Eingangswiderstand der Stufe von etwa 120 Ω (Treiber) auf 30 Ω passend für den verwendeten Transistor herab. Die Stufe arbeitet in C-Betrieb. Sie zieht bei 1,5 W Output 250 bis 300 mA Strom, je nach eingesetztem Transistor. Für $R301$ haben sich 33 Ω am besten bewährt. Man kann den Stufenwirkungsgrad weiter erhöhen, wenn man $R301$ etwas vergrößert. Bei Abstimmung ist dann jedoch mit Instabilitäten zu rechnen. Die geringe Vorbelastung der Stufe mit $R302$ wirkt sich in dieser Hinsicht gleichfalls positiv aus. VD301, 2 in Serie geschaltete 16-V-Z-Dioden, schützen den Endstufentransistor gegenüber Kollektordurchbruchspannungen.

Der Endstufentransistor verträgt einen kräftigen Puff, übersteht selbst eine am Ausgang fehlende Antenne (totale Fehlanpassung). Sollten bei Ab-

stimmung Instabilitäten auftreten (kein Ton 9 bzw. Selbsterregung), so muß man die Windungszahl auf Dr301 geringfügig erhöhen, die Windungsabstände am heißen Ende sind zu vergrößern, gegebenenfalls ist zwischen Kollektor und Basis ein kleines Abschirmblech zu setzen (TR301 und Dr301 sollten sich nicht «sehen»). Auf Kosten einer größeren Ansteuerungsleistung kann auch $R301$ etwas verkleinert werden. Zwischen C304 und den nachgeschalteten Tiefpässen ist auf jeden Fall eine Abschirmwand zu setzen, d. h., die Tiefpässe müssen in eine separate Box (gilt immer!).

Aufbauhinweise

Unter Berücksichtigung aller Stabilitäts- und HF-technischen Gesichtspunkte (in erster Näherung starre, kurze Leitungsführung) ist der Aufbau unkompliziert. Die Schaltung kann man in freier Verdrahtung aufbauen, wie das z. B. nach [19] für eine Einbandsendervariante erfolgreich durchgeführt wurde. In die Boxen wird kupferkaschiertes Material als Chassis eingezogen und auf der Metallseite verdrahtet. Reichen die geerdeten Bauelemente nicht als Stützstellen (Lötpunkte), so werden 1/4- oder 1/2-W-Widerstände größer 200 kΩ einbeinig auf das Chassis gelötet und als Festpunkte verwendet. Die Doppellochkerne klebt man direkt auf und schiebt die Ferritperlen unmittelbar auf den Basisanschluß, usw. Diese Vorgehensweise wird von den Autoren als (ugly) «häßlich» bezeichnet. Aber sie hat sich bewährt. Für Schalter, HF-Buchsen, Drehkondensatoren usw. sind selbstverständlich noch Bohrarbeiten durchzuführen.

VFO, Puffer, Taststufe, Treiber, PA und jeder einzelne Tiefpaß (je Band 1) sind in abgedeckte, geschirmte Boxen zu montieren. Luftspulen sind auf jeden Fall von jeder Metallwand mindestens 2 Spulendurchmesser entfernt zu befestigen. Kann man im Tiefpaß keine Pulvereisenkerne verwenden, so trifft das in diesem Fall besonders zu. Für Exciter und Treiber sollte man ein und für die Endstufe ein weiteres Netzteil aufbauen. Mit integrierten Reglerschaltkreisen ist das einfach zu realisieren. Ohne weiteres kann man auch mit Primär- und/oder Sekundärbatterien arbeiten (Portablebetrieb). Eine voll geladene 12-V-Motorradbatterie steht einen 24-h-Contest immer durch, selbst bei Dauerstrich!

Da die QRP-Station immer an einer hochwirksamen Antenne betrieben wird, ist QRP-mobil seltener gefragt. Ist das jedoch der Fall, so muß die VFO-Puffer-Tasteinheit mechanisch hochstabil aufgebaut werden.

Hinweise zur Inbetriebnahme

Setzt man nur hochwertige, geprüfte Bauelemente ein und ist die Verdrahtung optisch überprüft, so werden die einzelnen Baugruppen auch arbeiten. Der VFO kann mit einem Digitalzähler an K102 eingestellt und kalibriert werden. Ein HF-Voltmeter an gleicher Stelle gestattet auch eine Outputmessung. Es sollen 10 bis 15 mW an 100 Ω sein ($U_{eff} \approx 1{,}0$ bis 1,22 V). Wird

der Treiber einfach mit 50 Ω (induktionsfrei) abgeschlossen, so entsprechen 70 mW U_{eff} = 1,87 V und 150 mW U_{eff} = 2,74 V. Die QRP-Stufe gibt 1,5 W an 50 Ω ab (U_{eff} = 8,66 V).

Die Einstellwerte der Abstimmkondensatoren am Eingang der Tiefpässe werden bestimmt, indem man diese mit 50 Ω/2 W induktionsfrei abschließt und bei angeschlossenem HF-Voltmeter auf Optimum abstimmt. Die Einstellungen von *R*110 und *C*205 bzw. *C*305 sind für jedes Band zu notieren und am Gerät zu markieren! Nur in diesen Einstellungen wird der Sender betrieben!

Die Antenne wird stets über ein Anpaßgerät an den Senderausgang angeschlossen! Und nur mit dem Anpaßgerät werden Reaktanzen am Fußpunkt der Speiseleitung weggestimmt und die Anpassung vorgenommen! Am besten wird dazu ein einfacher Feldstärkemesser nach [23] (Seite 131 und 136) abgeschirmt in den Eingang des Anpaßgeräts eingebaut (mit 2 kΩ zum heißen Meßpunkt) und zur Maximumabstimmung verwendet.

Damit dürfte der Sender betriebsbereit sein. Zuvor wird aber mit einem Empfänger und bei angeschlossener 50-Ω-Kunstantenne der Ton des getasteten TX abgehört.

Senderkonverter 20/10 m (1 W Ansteuerung, 1 W Output)

Dem QRP-Freund wird es keine Ruhe lassen, daß ihm nur die Bänder 80 bis 20 m geboten werden. Dem muß entgegengehalten werden, daß frequenzgeradeausbetriebene Sender vom VFO bis zur Endstufe an sich schon Probleme aufweisen, die unmittelbar mit dem Geradeausbetrieb zusammenhängen. Auf der anderen Seite sind VFO-Frequenzen oberhalb 15 MHz nur noch schwierig ausreichend stabil zu realisieren, meist nur bei großer praktischer Erfahrung. Deshalb wurde davon Abstand genommen.

In diesem Fall bietet ein Senderkonverter nach Bild 4 für 20/10 m einen gewissen Ersatz. Er wird auf 14 MHz vom QRP-Sender angesteuert, das Signal verdoppelt (TR401, VD401, VD402, R401) und die Oberwelle 28 MHz bei Unterdrückung der Grundwelle (*R*401) entnommen. Es werden dann der Oberwellenquellwiderstand auf 16:1 (TR402, TR403) reduziert und der Endstufentransistor angesteuert. Die Schaltung bringt bei einem 20-m-Eingangssignal von 1 W auf 10 m einen HF-Output von mindestens 1 W. Der 3gliedrige Tiefpaß ermöglicht es, den gesetzlichen Bestimmungen bezüglich der Neben- und Oberwellenunterdrückung zu genügen. Bei sorgfältigem Aufbau der symmetrischen Verdopplerstufe kann das 20-m-Steuersignal gegenüber dem 10-m-Nutzsignal um mehr als 40 dB unterdrückt werden, wiederum den gesetzlichen Bestimmungen entsprechend.

Den Abgleich nimmt man wie folgt vor: Bei Ansteuerung des 20/10-m-Senderkonverters wird mit angeschlossener 50-Ω-Kunstantenne das 10-m-Signal mit *C*407 optimiert und das 20-m-Signal an einem Abhörempfänger mit R401 minimiert. Der Senderkonverter kann linear aufgebaut werden. Zwischen *R*410/Dr401, *C*407/*L*401, *C*408/*C*409 und *C*410/*L*403 sind Ab-

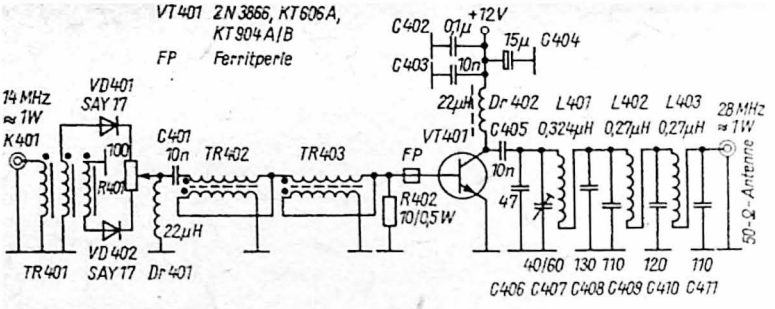


Bild 4 *Stromlaufplan für den Senderkonverter 20/10 m zur Erweiterung des Telegrafiesenders für das 10-m-Band. Der HF-Output ist etwa 1 W bei einer HF-Eingangsleistung von etwa 1 W*

schirmungen zu setzen. Bei auftretenden Instabilitäten muß *R*402 im Ohmwert verringert und eine Schirmwand zwischen Kollektordrossel Dr402 und TR403 gesetzt werden. Instabilitäten verschwinden auch, wenn die Ansteuerung herabgesetzt wird. Von dieser Schaltung sollte man nicht mehr als 1 W Output verlangen. Bei einer guten Antenne und guten Ausbreitungsbedingungen, z. Z. nur Shortskip und wenig DX auf 10 m, gegen 1992 wieder mehr DX, kann man damit bereits viel erreichen.

Vierband-VFO (Bild 1)

*L*101 – 21,5 µH, *L*102 – 7,7 µH, *L*103 – 3,9 µH, *L*104 – 1,8 µH, TR101 – Breitbandübertrager, 2 × 10 Wdg., bifilar, 0,3-mm-CuL, Doppellochkern *Mf 240*

Getasteter Treiber (Bild 2)

40 m – *L*201B – 1,76 µH, *L*202B – 1,06 µH, *C*207B – 740 pF, *C*208B – 440 pF

30 m – *L*201C – 1,22 µH, *L*202C – 0,76 µH, *C*207C – 520 pF, *C*208C – 310 pF

20 m – *L*201D – 0,88 µH, *L*202D – 0,53 µH, *C*207D – 370 pF, *C*208 D – 220 pF

TR201 – wie TR101

QRP-Endstufe (Bild 3)

40 m – *L*301B – 1,11 µH, *L*302B – 1,06 µH, *C*307B – 870 pF, *C*308B – 440 pF

30 m – *L*301C – 0,77 µH, *L*302C – 0,76 µH, *C*307C – 610 pF, *C*308C – 310 pF

20 m – *L*301D – 0,55 µH, *L*302D – 0,53 µH, *C*307D – 435 pF, C308D – 220 pF

TR301 – wie TR101

Senderkonverter 20/10 m (Bild 4)

TR401 – Breitbandübertrager, 3 × 8 Wdg., trifilar geflochten, 0,3-mm-CuL, Doppellochkern *Mf 240*

TR402/TR403 – wie TR101

Literatur

[1] K.-H. Schubert, QRP-Senderschaltungen, Elektronisches Jahrbuch 1979, Seite 195ff., Berlin 1978.

[2] K.-H. Schubert, Der Minitransceiver – nicht nur für den Anfänger, Elektronisches Jahrbuch 1980, Seite 176ff., Berlin 1979.

[3] B. Knapp, QRP-Telegrafie-Transceiver für das 80-m-Band, Elektronisches Jahrbuch 1981, Seite 109ff., Berlin 1980.

[4] K.-H. Schubert, CW-Minitransceiver für das 80-m-Band, Elektronisches Jahrbuch 1984, Seite 227ff., Berlin 1983.

[5] K.-H. Schubert, QRP-Sender für CW-Betrieb, Elektronisches Jahrbuch 1985, Seite 195ff., Berlin 1984.

[6] K. Zschiesche, Ein SSB-Transceiver kleiner Leistung für das 80-m-Band, FUNKAMATEUR 26 (1977), Heft 2, Seite 85ff., Heft 3, Seite 138ff., Heft 8, Seite 390.

[7] R. Venzke, 5-W-Fuchsjagdsender für das 80-m-Band TX 80/75, FUNKAMATEUR 26 (1977), Heft 4, Seite 186ff.

[8] E. Schmidt, Einfacher SSB-QRP-Sender, FUNKAMATEUR 27 (1978), Heft 7, Seite 349ff.

[9] S.-H. Steinweg, Minitransceiver für 80 m und 40 m FUNKAMATEUR 28 (1979), Heft 8, Seite 399ff., Heft 9, Seite 451ff., vgl. 30 (1981), Heft 9, Seite 450.

[10] H. Seifert, Ein SSB/CW-Allband-Portabletransceiver nach dem Direktmischprinzip, FUNKAMATEUR 28 (1979), Heft 10, Seite 500ff., Heft 11, Seite 554ff., Heft 12, Seite 606ff.

[11] L. Fischer, Schaltungsdetails für einen 10-m-Band-Transceiver, FUNKAMATEUR 29 (1980), Heft 3, Seite 141ff., vgl. 30 (1981), Heft 3, Seite 139ff.

[12] P. Viertel, 10-W-Telegrafiesender für 3,5 MHz, FUNKAMATEUR 29 (1980), Heft 9, Seite 449ff., Heft 10, Seite 503ff.

[13] ... Ein optimierter 7-MHz-QRP-Transceiver für den Telegrafiefreund, FUNKAMATEUR 30 (1981), Heft 10, Seite 496ff.

[14] A. Hertzsch, 7-MHz-QRP-Senderbaustein als Zusatz zum Miniempfänger, FUNKAMATEUR 31 (1982), Heft 10, Seite 506ff.

[15] A. Mugler/H. P. Tschantschala, Moderner Transceiver für das 80-m-Band, FUNKAMATEUR 32 (1983), Heft 11, Seite 554ff., Heft 12, Seite 604ff., 33 (1984), Heft 1, Seite 32ff.

[16] H. Seifert/T. Herrmann, «jena 85» – ein zum 1,8-MHz/3,5-MHz-Transceiver erweiterter «AFE 12», FUNKAMATEUR 34 (1985), Heft 8, Seite 389ff., Heft 9, Seite 441ff.

[17] D. Lechner/P. Finck, Kurzwellensender, Seite 307ff., Seite 309ff., Seite 328ff., Berlin 1979.

[18] H. Brauer, Einseitenbandtechnik Seite 187ff. (vgl. [6]), Seite 195ff. (vgl. [15]), Seite 216ff. (vgl. [9]), Berlin 1984.

[19] R. Hayward/W. Hayward, The «Ugly Weekender», QST 65 (1981), Heft 8, Seite 18ff.

[20] D. DeMaw/B. Shriner, A Beginner's 3-Band VFO, QST 64 (1980), Heft 1, Seite 19ff.

[21] D. DeMaw, Simple QRP Gear Versus Good Performance, QST 69 (1985), Heft 1, Seite 22ff.

[22] J. Pitts, A QRP Transmitting Converter, QST 65 (1981), Heft 4, Seite 35ff.

[23] W. Rohländer, Der Feldstärkemesser – ein vielseitig verwendbares Meßgerät, Elektronisches Jahrbuch 1987, Seite 131ff., Berlin 1986.

Empfangsantennen für Kurzwelle – Starthilfe für den jungen Höramateur

Ing. Olaf Oberrender – Y23RD

Der «Newcomer» ist ein Neuling. Wenn er sich ernsthaft bemüht, Erkenntnisse zu sammeln und Fertigkeiten anzueignen, dann ist er kein Dilettant. Viele Funkamateure haben genau so anfangen müssen. Für ihn sind in der Zeitschrift FUNKAMATEUR eine Vielzahl von Empfängerschaltungen mit praktischen Hinweisen veröffentlicht worden. Im Fachhandel ist der *AFE 12* als kompletter Gerätebausatz erhältlich. Von der Schaltungstechnik und den Bauelementen betrachtet, handelt es sich um kein einfaches Bastelgerät mehr. Will man die Qualität voll ausschöpfen, erhebt sich die Frage nach einer geeigneten Antenne. Das gilt für alle anderen Empfangsgeräte auch.

Über die physikalische Funktion einer Antenne besteht wenig Klarheit. Viele sehen einfach aus, und dennoch kann man es falsch machen. Mangelnde Empfangsqualität wird dann den Geräten angelastet. Andere betrachten dieses Gebiet als etwas geheimnisumwittertes, das große Kenntnisse der Physik und Mathematik voraussetzt. Seriöse Fachbücher erwecken manchmal diesen Eindruck. Auch eine gute einfachere Literatur für den Funkamateur, wie das *Antennenbuch* aus dem Militärverlag der DDR, muß man vom Anfang an lesen und nicht nur irgendwo in der Mitte aufschlagen. Die folgenden Abschnitte sind daher für den Hörer als Einführung in dieses Gebiet gedacht. Antennentechnik und Praxis gehören mit zum Hobby. Wer es später besser machen will, kommt um die Lektüre des o. g. *Antennenbuches* von *Y21BK* nicht herum.

Empfangsantennen können einfacher aufgebaut werden als Sendeantennen. Die physikalischen Betrachtungen sind bei sinnvoller Übertragung die gleichen.

Fehlanpassungen richten bei einem Empfangsgerät keinen Schaden an. Nach der Fertigstellung und dem Abgleich wird die Neugier siegen. Ein gerade greifbarer Draht wird in die Antennenbuchse gesteckt oder eine Leitung im Zimmer ausgespannt. Man kann sie auch einfach aus dem Fenster baumeln lassen. Manchmal bietet eine Verbindung mit der Zentralheizung oder der Gasleitung schon brauchbare Empfangsergebnisse. Man muß das probieren. Das oder der schnell gespannte Draht sind Kompromisse, und der Gerätebesitzer wird es nach den ersten Versuchen besser machen wollen. Dann muß sachlich und exakt geplant werden, um entsprechend den örtlichen Gegebenheiten die bestmöglichen Ergebnisse zu erzielen. Eine

ungünstige Lage kann den jungen Höramateur auch zur Bescheidenheit zwingen.

Der noch unsichere Neuling soll sich nicht durch Schwärmereien anderer Funkamateure oder Hörer beeindrucken lassen. Jeder schwört auf seine Antennen. Nicht verblüffen lassen! Keine Wunderantenne hält einer exakten Nachprüfung stand! Auch DX-er wissen manchmal nicht genau, wohin ihre Antennen strahlen und warum überhaupt. Auch Formen mit phantasiereichen Bezeichnungen sind häufig nur einfache, für den Fachmann leicht überschaubare Konfigurationen, die bei einem anderen Hörer nicht unbedingt auch gut funktionieren müssen. In vielen Beschreibungen werden Abmessungen auf den Zentimeter genau angegeben. Das erweckt den Anschein großer Wissenschaftlichkeit. So etwas wird mit Sorgfalt nachgebaut und funktioniert dann trotzdem nicht. Das Ergebnis ist Unzufriedenheit und Ratlosigkeit.

Jede Antenne muß abgestimmt werden; das muß die *Deutsche Post* bei ihren Antennen auch durchführen. Die Länge wird von vielen Einflußgrößen bestimmt, die der Neuling nicht kennt und der Fachmann nur messen kann. 1 cm bei einem 3,5-MHz-Dipol (80 m) entspricht einer proportionalen Frequenzänderung von 0,3 %. Das ist weniger als 1 kHz. Das Band ist aber 300 kHz breit. 0,5 m entsprechen gerade der Breite des CW-Bereichs (50 kHz).

Ganz ohne Theorie und etwas Nachdenken geht es also nicht. Zufall und Gedankenlosigkeit sind schlechte Partner. Wenn überlegt und gezielt experimentiert wird, bleiben noch genügend Freiräume und Überraschungen übrig. Alle weiteren Ausführungen beziehen sich auf einfache Linearantennen. Die Theorie ist auch nicht anders als für alle anderen und für Sendeantennen. Man muß dann nur mehr von den physikalischen Zusammenhängen wissen. Drehrichtstrahlantennen sind der große Traum des DX-ers und sicher auch ein Reizwort für den Hörer. Typen wie *HB9CV*, Cubical-Quad oder *Yagi*-Antennen sind vom Amateur auf den Bereichen 160 bis 40 m wegen der räumlichen Dimensionen kaum zu realisieren. Sie bringen meist nicht mehr Gewinn als eine S-Stufe, das entspricht 6 dB oder der doppelten Eingangsspannung. Sie haben aber auf den kürzeren Bändern (20 bis 10 m) noch aus anderen Gründen ihre unbestreitbaren Vorteile.

Eine Antenne (lateinisch antenna = Segelstange, Rah) entnimmt ihrem Umfeld elektromagnetische Energie. Als Sendeantenne würde sie diese in den Raum abstrahlen. Sie empfängt nicht aus allen Richtungen gleich gut. Ursache ist die für Empfang und Abstrahlung gleiche Richtcharakteristik. Ein Leiter (Litze, Draht, bei kürzeren Wellen auch Rohr) bestimmt durch Anpassung, Länge und Anordnung im Raum (Lage zum Horizont) die dem Empfänger zugeführte Eingangsspannung. Das liegt an der Richtcharakteristik und der Polarisation der einfallenden Wellenfront. Auch das Umfeld (Topografie des Geländes und Bebauung) hat darauf einen Einfluß. Es kann also sein, daß 2 Empfangsstationen, die mit den gleichen Geräten und Antennen ausgerüstet sind, eine bestimmte Sendestation ganz unterschiedlich hören. Gleichzeitigkeit der Beobachtung muß vorausgesetzt werden, da die Ausbreitungsbedingungen von der Tageszeit abhängig sind.

Eine an einen Verbraucher «angepaßte» Antenne strahlt die Hälfte der aufgenommenen Energie wieder in den Raum zurück. Eine schlecht angepaßte strahlt mehr, eine völlig fehlangepaßte (am Antenneneingang offen oder kurzgeschlossen) die gesamte Energie zurück. Die Verluste, die immer in Wärme umgesetzt werden, sind bei dieser Betrachtung nicht berücksichtigt worden.

Eine Antenne muß nicht genau eine bestimmte Länge aufweisen, damit sie gut funktioniert. Der reelle, also ohmsche Eingangswiderstand (das ist der Punkt, an dem ihr die Energie entnommen wird), darf nur nicht durch größere Blindanteile verfälscht werden. Das hängt allerdings von der Länge ab. Nur deshalb wählt man eine solche, die in einem ganz bestimmten Verhältnis zur Wellenlänge steht. Bei geeigneter Dimensionierung ($l = \lambda/4$ und die Vielfachen davon) werden die Blindwiderstände klein oder verschwinden ganz. Der Eingangswiderstand kann dann sowohl hochohmig wie niederohmig werden. Blindkomponenten lassen sich aber kompensieren. Dann spielt die genaue Länge keine bedeutende Rolle mehr. Das kann man mit einfachen Mitteln erreichen. Die Bauelemente sind zwar nicht verlustfrei, aber für den Empfangsbetrieb ist das von völlig untergeordneter Bedeutung. Eine kompensierte Antenne kann mindestens bis zur Hälfte ihrer ursprünglichen «Resonanzwellenlänge» gekürzt werden.

Eine Antenne muß nicht genau waagerecht zum Horizont (horizontale Polarisation) oder senkrecht (vertikale Polarisation) gespannt werden. Schräg ansteigend oder abfallend bringt genauso gute Ergebnisse wie bei einem Durchhängen oder bei Winkeländerungen im gesamten Leitungszug. Die Richtdiagramme werden dadurch etwas beeinflußt, und es können sich Nullstellen (Richtungen mit stark geschwächten Empfangssignalen) auffüllen. Das ist eher ein Vorteil. Ein Dipol, dessen Schenkel rechtwinklig zueinander gespannt sind oder spitzwinklig in Form eines V, ist mit grober Annäherung eine Rundempfangsantenne. Er würde sonst in Verlängerung der Drahtachse nach beiden Seiten eine Nullstelle aufweisen. Die Empfangsdämpfung kann in einem kleinen Winkelbereich erheblich sein und 5 bis 6 S-Stufen (30 bis 40 dB) betragen.

Viele Randprobleme sind wichtiger als der Empfangsgewinn. Das muß man bereits dann wissen, bevor der Ärger oder der Schaden eingetreten ist. Der Funkamateur und Hörer baut seine Geräte und Antennen selbst. Auch die Antennen werden in Eigenleistung oder gemeinsam mit Freunden oder Nachbarn montiert. Von einem verantwortungsbewußten Bürger muß gefordert werden, daß er sich über gesetzliche Bestimmungen und Verordnungen unterrichtet und alle für die Sicherheit von Menschen und Objekten erforderlichen Maßnahmen trifft.

Schon bei Unterdachantennen, für die kein besonderer Blitzschutz vorgesehen ist, soll eine Antenne nicht zu nahe an der Dachhaut oder in der Nähe vorhandener Metallflächen oder Blitzschutzanlagen montiert werden. Besonders im Freien darf man die Drähte nicht so spannen, wie es einem gerade paßt. Über die Ausführung von Antennen und Erdungsleitern, ihre Dimensionierung und Befestigung sowie den Blitzschutz, gibt es viele Vorschriften (Gesetz- und Verordnungsblätter, Fachbereichstandards, Arbeits-

schutzanordnungen). Es können hier nur einige wichtige Auszüge wiedergegeben werden. Für eine Errichtung ist die Zustimmung des Vermieters oder seines Beauftragten einzuholen. Eine Befestigung von Seilen, Abspannungen oder Hilfsmasten an Einzelschornsteinen ist generell verboten. Bei größeren ist das nur zulässig, wenn die Abmessungen und der Zustand den zu erwartenden Beanspruchungen genügen. Anlagen über öffentliche Verkehrsflächen oder befahrenen Straßen dürfen nur mit Zustimmung der für die Verwaltung zuständigen Stellen errichtet werden. Das gilt auch für Über- und Unterkreuzungen elektrischer und Fernmeldeleitungen. Die Begehbarkeit von Zugängen, Leitern, Treppen und Laufstegen zur Kaminreinigung darf in keiner Weise eingeschränkt werden. Von Stroh-, Schilf- und Pappdächern muß der Abstand mindestens 1 m betragen. Alle Drähte, Seile, Antenne und Ableitung müssen einen Mindestdurchmesser von 1 mm aufweisen. In Schlaufen von Drähten und Seilen sind Kauschen einzuziehen. Die Prüflast (Zug- und Druckfestigkeit) der in den Zuleitungen und Abspannungen verwendeten Isolatoren muß der Zugfestigkeit der Drähte und Seile entsprechen.

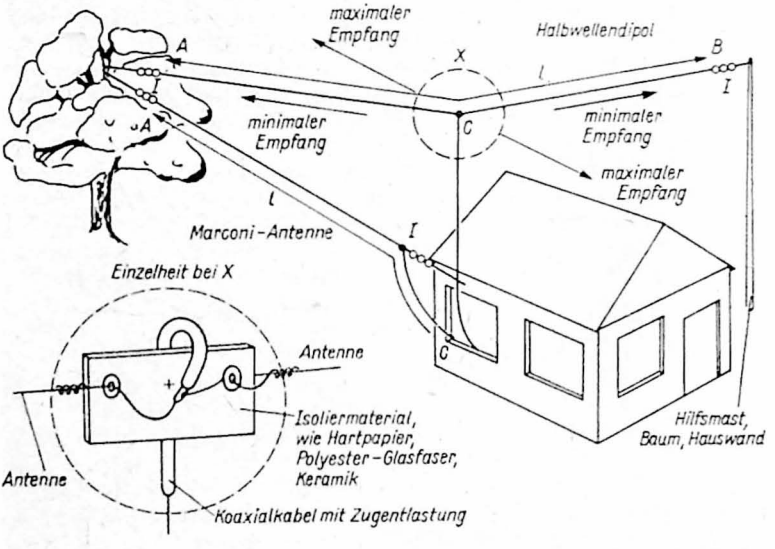


Bild 1 *Praktische Ausführung einer Marconi-Antenne und eines Halbwellen-Dipols; I Isolatoren (Keramik oder Kunststoff) oder Kauschen einbinden und mit Dederon-Seilen abspannen; l Antennenlänge – Marconi-Antenne bis zum Anschluß an das Gerät. Für das 80-m-Band l = 20 m oder weniger (s. Text), λ/2-Dipol für das 80-m-Band, l = 41 m.*
Einzelheit bei X:
Für die mechanische Befestigung der Dipoläste eventuell Kauschen einbinden. Kabelinnen- und Außenleiter (Schirm) mit je einer Dipolhälfte verbinden. Kabel bei + gegen eindringende Feuchtigkeit schützen (Cenusil, Vergußmasse)

Werkzeuge und Montagehilfsmittel (Leitern, Böcke, Gabelstützen) müssen sicher gehalten werden. Der Fallbereich ist abzusichern. Es sollte keiner glauben, daß nichts passiert! Eine Montage auf dem Dach, auf einer Leiter stehend, zwischen Baumästen oder auf einem Mast, sieht ganz anders aus als auf dem Erdboden. Nach Beendigung der Arbeiten sind der Arbeitsplatz und seine Umgebung wieder ordnungsgemäß aufzuräumen. Liegengelassene Drähte und Montageabfälle können, besonders auf Dächern, lebensgefährliche Fußangeln oder Stolperstellen bilden. Sicherheit, Arbeits- und Gesundheitsschutz haben immer Vorrang! Daher noch einmal: Gut planen und alles sachlich und überlegt vorbereiten. Ältere Funkamateure, Ausbilder der *Gesellschaft für Sport und Technik* und erfahrene Handwerker kennen viele Gefahren. Man sollte sie fragen oder um Unterstützung bitten.

Häufig bietet es sich an, die einfachste, in Bild 1 dargestellte Antennenform zu wählen. Es handelt sich um eine abgewandelte *Marconi*-Antenne. Der italienische Physiker hat sie bereits um die Jahrhundertwende beschrieben und für die erste drahtlose Verbindung zwischen England und dem Festland benutzt. In der Literatur findet man dafür den Begriff *Viertelwellenantenne* ($\lambda/4$) oder *Groundplane*.

Physikalisch ein *Monopol*, ist sie eine homogene, am Ende offene elektrische Leitung, die man mit der *Leitungstheorie* berechnen kann (Bild 2a). Ein Leiter A–C steht senkrecht auf einem idealleitenden Untergrund. V ist der Verkürzungsfaktor, der z. B. vom Schlankheitsgrad (Verhältnis von Leiterdurchmesser d zur Antennenlänge) abhängt. Die Antenne wird immer et-

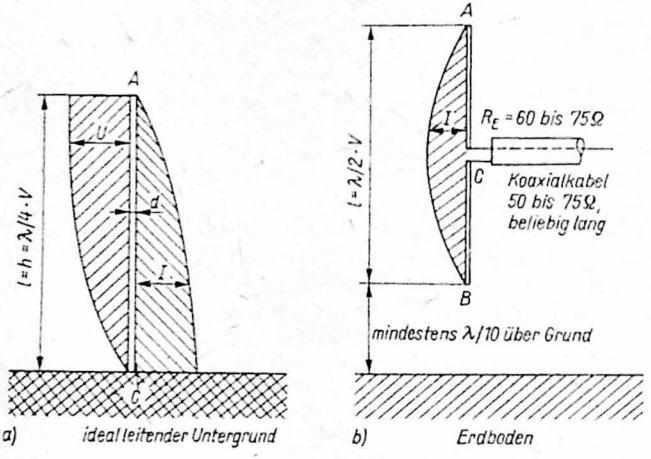


Bild 2 *a – elektrische Leitung oder Antenne über ideal leitendem Untergrund, b – Dipol über Grund, U und I stellen Spannungs- und Stromverteilung dar. Beide Antennen sind vertikal polarisierte Rundstrahler. Wird der Dipol waagerecht gespannt, so ist er horizontal polarisiert und strahlt in Form einer Achtercharakteristik vorzugsweise quer zur Drahtache (s. Bild 1)*

was kürzer werden als $\lambda/4$. Die Wellenfront eines elektromagnetischen Feldes, wie es von einer Sendeantenne abgestrahlt wird, induziert in der Leitung A–C Spannungen und Ströme mit angenähert sinusförmiger Verteilung. Die größte Spannung ergibt sich bei jeder Antenne immer an ihrem Ende, hier bei A. Bei C ist sie durch den Kurzschluß mit dem Untergrund 0. Die Stromverteilung ist genau umgekehrt, bei A 0 und bei C ein Maximum.

Dem Empfänger muß aber eine Leistung zugeführt werden, Strom oder Spannung allein genügen nicht. Das bedeutet eine Spannung an einem Widerstand oder ein Strom, der durch ihn hindurchfließt. Durch die Strom- und Spannungsverteilung auf der elektrischen Leitung oder der Antenne ergibt sich nach dem *Ohm*schen Gesetz $R = U/I$ über die gesamte Länge ein unterschiedlicher Widerstandsverlauf. A ist hochohmig und daher empfindlicher auf Umgebungseinflüsse als das kurzgeschlossene Ende bei C ($R = 0$, da $U = 0$, U/I daher auch). Wird die Antenne bei C aufgetrennt (5 bis 50 cm), dann mißt man dort einen Wirkwiderstand von 30 bis 40 Ω. Das läßt sich allerdings nicht mit üblichen Widerstandsmeßgeräten durchführen. Es ist die Summe von Strahlungswiderstand und Verlustwiderständen, die sich nur bei der Betriebsfrequenz wie ein reeller Widerstand verhält. Bei richtiger Antennenlänge oder Kompensation ergeben sich keine Blindanteile. Wird der bei C unterbrochene Leiter direkt mit dem niederohmigen Empfängereingang (50 bis 75 Ω) verbunden, dann ist die Leistungsübertragung schon fast optimal. Geringe Fehlanpassung ist ohne Bedeutung.

In der Praxis gibt es den ideal leitenden Untergrund nicht. Er läßt sich auch nicht völlig nachbilden. Nähme man Blech oder ein Maschengeflecht, dann müßte die Flächenausdehnung bis zur Sendeantenne reichen. Nur im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich lassen sich über kleine Entfernungen solche Versuche im Labor durchführen. Salziges Meerwasser wäre noch der beste Leiter; es ist daher auch eine ideale Antenne für den Schiffsfunk. Der Hörer muß das Gegengewicht so gut wie möglich nachbilden, damit die Verschiebeströme einen gut leitenden Ausbreitungsweg finden. Dabei muß man ein wenig probieren und alle in greifbarer Nähe vorhandenen Metallteile und -flächen mit der Erdbuchse des Empfängers verbinden. Es eignen sich z. B. Wasser- und Gasleitungen, Zentralheizungen, Blitzableiter, Dachbeschläge, Rinnen und Abfallrohre, sofern sie metallisch leitend sind. Bei Geräten mit Netzstromversorgung stützt sich die Antenne zum Teil auch über die Wicklungskapazität eines Netztransformators auf die Installation des Starkstromnetzes ab. Der Antenneneingangswiderstand steigt etwas an, was die Anpassung sogar noch verbessert.

Diese Antenne beginnt schon am Empfängereingang. Alle Verbindungen bis zum Montagepunkt an der Hauswand, am Fenster oder zu einem Hilfsmast zählen mit. Nun trifft niemand beim ersten Versuch gleich die richtige Länge. Besitzt der Hörer einen Resonanzfrequenzmesser (Griddipper), so kann er das messen. Er bestimmt mit der Resonanzfrequenz der Antenne die Wellenlänge, bei der die Blindwiderstände 0 sind. Das ist das Kriterium für ihre Arbeitsfrequenz. Nach Bild 3A formt man mit der Zuleitung eine Schlaufe oder 1 bis 2 Wdg. und verbindet diese mit dem Gegengewicht. Die

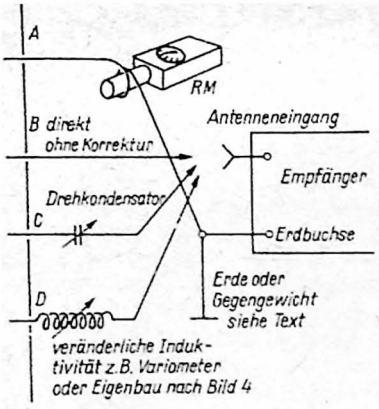


Bild 3
Anschluß der Marconi-Antenne nach Bild 1 an ein Empfangsgerät; A – Meßanordnung zur Bestimmung der Resonanzwellenlänge mit einem Resonanzmesser RM (Griddipper), B – direkter Anschluß ohne Kompensation der Blindanteile, C – elektrische Verkürzung einer Antenne mit einem Serienkondensator, D – elektrische Verlängerung einer Antenne mit einer Serieninduktivität

Meßspule des Dippers wird nur so weit eingetaucht, daß man eine Resonanz gut erkennen kann.

Merke: Frequenz zu hoch, dann Antenne zu kurz; Frequenz zu tief, dann Antenne zu lang. Ist sie deshalb zu kurz, weil man sie nicht länger spannen konnte, dann wäre sie am Empfängereingang kapazitiv; wäre sie zu lang, dann induktiv. Ein gezieltes Experimentieren ist jetzt möglich.

Entsprechend Bild 3C schleift man in die Zuleitung, direkt vor dem Empfänger, einen Drehkondensator ein. Geeignet ist ein Mittelwellenrundfunkdrehkondensator. Eventuell schaltet man beide Pakete parallel. Wird der Empfang beim Abstimmen besser, dann war die Antenne vorher zu lang. Die Serienkapazität an dieser Stelle (Strombauch) verkürzt sie. Weiß man schon von vornherein, daß die Antenne zu kurz ausgefallen ist, oder lassen sich mit Vergrößerung der Kapazität oder mit ihrem Kurzschluß bessere Ergebnisse erzielen, dann wirkt sie kapazitiv und muß elektrisch durch eine Serieninduktivität verlängert werden. Bild 4 gibt Hinweise zum Selbstbau einer solchen Induktivität.

Ein Variometer wird der Hörer nicht besitzen. Aus 1 bis 2 mm dickem Draht (alter Transformator oder verzinkter Stahldraht) wird eine Spule gewickelt. Etwa 10 bis 15 Wdg. mit einem Durchmesser von 30 bis 40 mm genügen erst einmal. Hartpapierstreifen halten sie in der Form. Eine Verklebung mit *Hobbyplast, Mökodur* oder *Duosan* ist möglich. Die Induktivität wird geändert, indem man mit einer Krokodilklemme einfach Windungen kurzschließt. Die Spulengüte soll gering sein. Das wird auch so bei einem *Collins*-Filter durchgeführt.

Merke:
Je *kürzer* die Antenne im Verhältnis zu $\lambda/4$, um so *größer* wird die Induktivität. Je *länger* die Antenne im Verhältnis zu $\lambda/4$, um so *kleiner* ist die Kapazität.

Wenn man nachstimmen kann, ist das ein Vorteil. Eine Drahtantenne hat z. B. keinen so großen Frequenzbereich, daß man damit das ganze

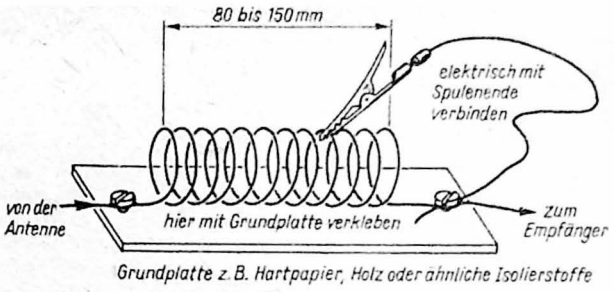


Bild 4 *Eigenbau einer veränderbaren Induktivität zur Kompensation kapazitiver Blindanteile (Antenne zu kurz), Beschreibung siehe Text. Zur Verbesserung der mechanischen Stabilität können auch noch an beiden Seiten Isolierstreifen aus dem gleichen Material oder aus Karton gegengeklebt werden. Spule: 10 bis 15 Wdg., 30 bis 40 mm Durchmesser, Cu-Draht 1 bis 2 mm Durchmesser*

80-m-Band überstreichen könnte. Es wäre keinesfalls günstiger gewesen, an der Antenne herumzuschneiden.

Eine Induktivität am Fußpunkt einer Antenne ergibt auch noch andere Vorteile. Eine etwa 20 m lange Antenne für das 80-m-Band kann mit einer genügend großen Serieninduktivität auch noch auf 160 m abgestimmt werden. Notfalls muß die Spule mit mehr Windungen aufgebaut werden, oder man nimmt noch eine dazu und schaltet sie mit in Serie. Die Antenne ist dann bei 160 m $\lambda/8$ lang, aber das läßt sich noch vertreten. Mit einer 10 m langen Antenne hätte man es für die Bänder 80 und 40 m genau so ausführen können. Zweibandbetrieb ist immer möglich. Die Spulen werden dann etwas kleiner.

Die elektrische Verkürzung einer Antenne ist in dem Umfang nicht möglich wie die elektrische Verlängerung mit einer Induktivität. Eine 20 m lange Antenne weist bei 40 m (7 MHz) auch Resonanz auf, aber ist dann an *beiden* Seiten hochohmig, weil es eine $\lambda/2$-Antenne wurde. Hochohmiger Anschluß an das niederohmige Empfangsgerät ergibt eine große Fehlanpassung. Es ist aber eine Transformation mit einem *Fuchs*-Kreis möglich, der vor den Empfängereingang geschaltet wird. Bild 5 zeigt den Aufbau. Wie man die Spule aufbaut und welche Induktivität sie haben muß, ist nicht so kritisch. Der Schwingkreis muß auf der jeweiligen Betriebsfrequenz in Resonanz sein. Diese Anordnung engt die Bandbreite der Antenne noch weiter ein, und man muß hier öfter einmal nachstimmen. Es sollten auch mehrere Anzapfungen vorgesehen werden. Das Verhältnis der Windungszahlen von Gesamtinduktivität zur Anzapfung ist maßgebend. Man wählt 1/3, 1/4, 1/5. Mit *Fuchs*-Kreisen, die auf die anderen Bänder abgestimmt werden, kann man mit einer 20 m langen Drahtantenne dann auf allen Bändern hören. *Fuchs*-Kreise tragen auch mit zur Selektion bei. Es ist ja ein abgestimmter Resonanzkreis vor dem Empfängereingang. Gerade dort ist es wichtig, unerwünschte Störsender oder starke Rundfunkstationen in der Umgebung des Hörers auszublenden.

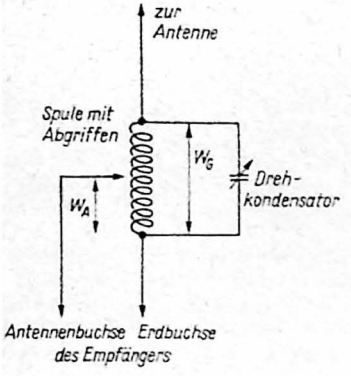


Bild 5
Fuchs-Kreise zur Widerstandstransformation und Selektionsverbesserung. Die Spule muß mit der Kapazität (Drehkondensator) für das jeweilige Band einen Resonanzkreis bilden. Man kann dafür die Eigenbauinduktivität nach Bild 4 verwenden und einen Rundfunkdrehkondensator (20 bis 500 pF für das 80-m-Band) parallelschalten. Die Resonanzfrequenz kann mit einem Griddipper kontrolliert werden. Der Empfängeranschluß nach Bild 4 wird jetzt mit der Erdbuchse des Empfängers verbunden, und mit der Klemme (deren anderes zur Antennenbuchse führt) greift man von der Gesamtwindungszahl W_G die für die Transformation erforderliche Windungszahl W_A ab

Der in Bild 2 dargestellte leitende Untergrund wirkt wie eine Spiegelfläche. Ein Vergleich mit der Optik ist in diesem Fall erlaubt. Eine Stange im ruhenden Gewässer scheint für den Betrachter auch die doppelte Länge anzunehmen. Ersetzt man den Untergrund durch einen gleichlangen 2. Monopol, so erhält man den symmetrischen Dipol, eine der gebräuchlichsten Antennenformen (Bild 1, Bild 2b). Diese Antenne wirkt unabhängig von der Leitfähigkeit des Untergrunds. Sie benötigt auch kein Gegengewicht, denn der 2. Antennenast stellt es dar. Die Stromverteilung ergibt sich entsprechend der Darstellung in Bild 2b. Maximale Spannung ist jetzt an beiden Enden vorhanden. Dort ist sie auch hochohmig und empfindlich auf Umgebungseinflüsse. Die Energie entnimmt man genau in der Mitte, dort wo der Eingangswiderstand 60 bis 75 Ω beträgt. Sie kann mit einem beliebig langen Koaxialkabel (z. B. *75-5* für UKW und TV) bis zum Empfängereingang geführt werden. Man kann dadurch den Antennenstandort etwas freier wählen. Sie selbst wird aber nun doppelt so lang. Solche drastischen Verkürzungen oder weitreichenden Abstimmvarianten sind jetzt am Kabelende im allgemeinen nicht mehr möglich. Das läßt sich exakt nur im Strombauch der Antenne vornehmen, der hängt jedoch jetzt hoch in der Luft und ist nicht mehr zugänglich. Bei der *Marconi*-Antenne lag er direkt vor dem Empfängereingang.

Auch ein Kabel transformiert, und da der Neuling die Zusammenhänge nicht kennt, ergeben sich für ihn keine Rückschlüsse auf die tatsächliche elektrische Länge der Antenne. Es kann sich auch alles ins Gegenteil verkehren, und eine zu kurze Antenne wird am Empfängereingang induktiv. Wenn sie in ganzer Länge ($\lambda/2 \cdot V$) gespannt werden kann, ist sie dennoch zu empfehlen. Der unsymmetrische Kabelanschluß stört nicht für den Empfang.

Der symmetrische Dipol ist eine Halbwellenantenne. Entnimmt man die Energie unsymmetrisch, wie bei der in Bild 6 dargestellten *Windom*-Antenne, dann bleiben alle Eigenschaften des Dipols erhalten. Durch die

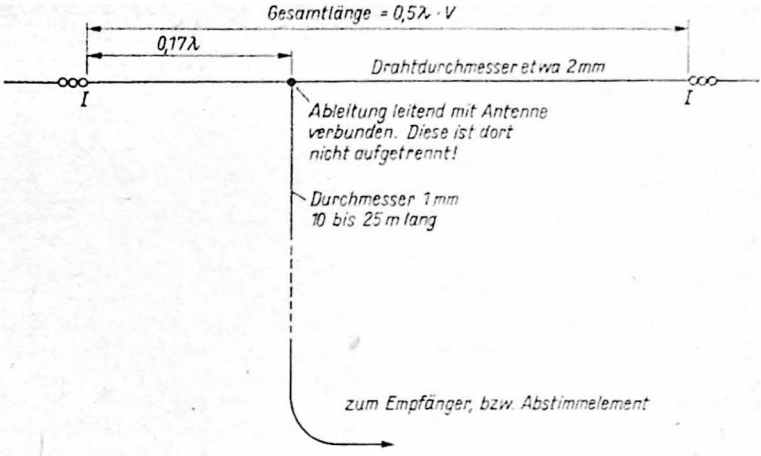


Bild 6 Windom-Antenne, eine mit einer Eindrahtableitung aufgebaute Halbwellenantenne. Die Eigenschaften sind die gleichen wie bei einem Halbwellendipol. I sind Isolatoren. Für das 80-m-Band wird die Gesamtlänge 41 m, und der Abgriff liegt bei 13,5 m vom Ende der Antenne entfernt

Wahl eines bestimmten Abgreifpunkts kann man die Ableitung mit einer Eindrahtleitung vornehmen. Diese ist aber hochohmiger (400 bis 600 Ω), und ein direkter Anschluß an einen niederohmigen Empfängereingang führt zu größeren Fehlanpassungen. Hier, wie in jedem anderen Fall, wird erst einmal ohne Zwischenglieder experimentiert, ehe man z. B. mit einem *Fuchs*-Kreis transformiert. Das Windungszahlverhältnis wird bei 1/2 liegen, d. h. Mittelabgriff der Spule. Man muß ein bißchen probieren, das war bei den anderen Antennen auch erforderlich. Besser wäre ein Breitbandtransformator, für dessen Beschreibung der Funktion und Ausführung an dieser Stelle kein Raum mehr ist. Im genannten *Antennenbuch* kann sich der Leser ausreichend informieren. Die *Windom* läßt sich für mehrere Bänder benutzen; für den Empfang mit gewissen Kompromissen sicher für alle Bänder, wenn mit *Fuchs*-Kreisen transformiert wird.

Eine *Windom*-Antenne, egal, ob sie 41 m oder 20,5 m lang ist, also für das 80-m-Band oder das 40-m-Band dimensioniert wurde, läßt sich bei genügend langer Ableitung (10 bis 30 m) auch auf das 160-m-Band abstimmen. Man benutzt die gleichen Abstimmelemente und verfährt ebenso wie bei der *Marconi*-Antenne. Jetzt wird die Energie von der vertikalen Ableitung aufgenommen, und der horizontale Leiter, also die eigentliche *Windom*, wirkt nur noch als kapazitive Kopflast, die eine elektrische Verlängerung ergibt. Sie ist dann eigentlich eine mit Kopflast und Serieninduktivität im Strombauch verkürzte *Marconi*-Antenne geworden. Sicher läßt sich das nicht in allen Fällen durchführen, aber es muß probiert werden. Eine solche Möglichkeit wird auch von Sendeamateuren häufig nicht erkannt und nicht genutzt.

Blick in den Antennenwald

Dr. Walter Rohländer – Y22OH

Es sind inzwischen 4 Jahre vergangen, als der Verfasser seinen ersten *Blick in den Antennenwald* [1] gewagt hat. Das Echo der Leser war vielfältig, besonders, was die Auswahl betraf. Der «Top-Star» war allerdings hier nicht angesprochen. Vielmehr wurden einfache Antennenformen und -konstruktionen ausgewählt, die bei vergleichsweise guter Leistungsfähigkeit schnell zu realisieren waren, und, was sehr wesentlich war, sich kostengünstig auf das chronische QSB in der Geldbörse des jungen Y2-Amateurs auswirkten. Es sind oft gut durchdachte, einfache Antennen, die dem Beam- und Quadbesitzer ein Kopfschütteln herauslocken, wenn ihm berichtet wird, daß mit einer solchen Antenne und 100 W Input in einer relativ kurzen Zeit das *R 150 S* oder das *DXCC* gearbeitet wurde und daß man bei geschickter Betriebstechnik jederzeit im DX-Pile-up erfolgreich tätig war. Quad- und Beam-Antennen sind sehr leistungsfähig, aber sie werden niemals die «Spielerei mit einfachen Antennenformen» verdrängen können. Diese wird stets als effektiv und kostengünstig ihre Daseinsberechtigung beweisen. Dieser Meinung ist nicht nur der Verfasser, sondern viele mit ihm.

Im Zeitalter der CAD/CAM-Technik ist nicht nur die Industrie, sondern mehr und mehr auch der Funkamateur, der einen leistungsfähigen Computer mit geeignetem Betriebssystem besitzt, in der Lage, jede Antennenform in ihrer Leistungsfähigkeit und räumlichen Richtcharakteristik vorauszuberechnen. Das ist ein erheblicher qualitativer Sprung für die weitere Entwicklung. Aber dadurch kann und wird das Experiment, die praktische Bewährungsprobe niemals verdrängt werden. *Aus der Praxis für die Praxis* heißt das Motto, nach dem auch die weiteren Beispiele aus der internationalen Literatur ausgewählt wurden.

Das Liegende Quad-Element oder «Loop Skywire» [2]

Über die Ganzwellenschleife mit zur Erde senkrechter Ebene kann der Leser in Abschnitt 15. des Antennenbuches von *K. Rothammel* [3] ausführlich zur Theorie und Praxis nachlesen. Aber wie ein Geheimnis wird fast weltweit der quadratische Ganzwellenstrahler parallel zur Erde in den bekannten Antennenbüchern gehütet («best kept secret in the amateur circle»). Dabei ist diese Antenne konstruktiv äußerst einfach. Sie benötigt nur

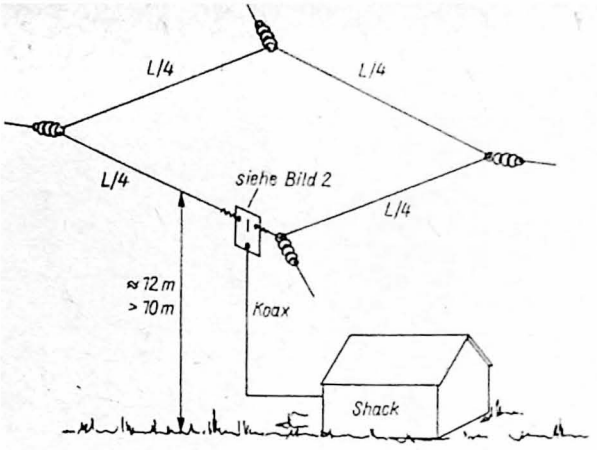


Bild 1 Liegende oder Horizontal-Quad, Drahtlänge für Grundwelle siehe Text, Drahtempfehlung: 2-mm-Cu, thermoplastisch isoliert

4 Aufhängepunkte gleicher Höhe über Erde. Sie ist in schon relativ niedriger Höhe von $\geqq\lambda/8$ ein ausgezeichneter, flachstrahlender Rundstrahler und eine trapfreie Multibandantenne, d.h., sie arbeitet auf jeder Harmonischen zur Grundwelle. Die erforderliche Drahtlänge ergibt sich aus der Beziehung $L = 306{,}3/f$ (L in m, f in MHz). Die Antenne kann an jedem Punkt ihres Umfangs gespeist werden, auch ohne Balun, mit Koaxialkabel oder auch luftisoliertem Feeder bis zu 30 m Länge. Ihr Fußpunktwiderstand liegt bei etwa 100 Ω.

Bild 1 zeigt eine mögliche Lösung der Konstruktion, und Bild 2 bietet weitere Details. Die Aufhängung nimmt man an den 4 Ecken des Quadrats vor. An 2 diagonal gegenüber liegenden Ecken kann der Antennendraht im Isolator gleiten. An den beiden anderen Ecken ist er am Isolator zu befestigen. Die notwendigen Abspannkräfte sind weitaus geringer als bei einem Dipol. Von der berechneten Drahtlänge kann man ruhig ±1 m abweichen, ohne daß unzulässige Stehwellen als Ursache von Speiseleitungsverlusten in der Feederleitung auftreten. Mit einem Anpaßgerät zwischen Sender und Feederleitungseingang erreicht man auf allen 9 Kurzwellenbändern eine hervorragende Anpassung. Liegt das Shack im Erdgeschoß, hängt die Antenne hoch und wird die Feederleitung weitgehend senkrecht zum Antennenspeisepunkt geführt, dann kann die Horizontal-Quad, wie in Bild 3 gezeigt, auch als Vertikalstrahler mit Dachkapazität vorzugsweise auf der halben Auslegungsfrequenz (z. B. 80-m-Horizontalquad auf 160 m!) gegen eine gute Erde, mit allen Vor- und Nachteilen der Groundplane behaftet, betrieben werden.

Obwohl sich das liegende Quad-Element für jedes Band dimensionieren läßt, haben sich 2 Varianten international durchgesetzt:
– 80-m-Horizontal-Quad (80 bis 10 m + 160 m Vertikal) Drahtlänge 83 m,

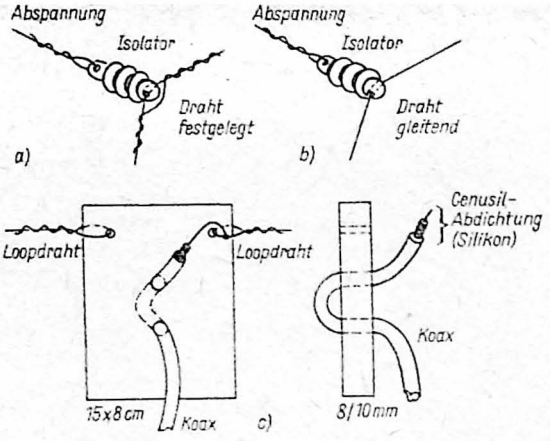


Bild 2 *Details für Liegende Quad; A – Isolatorabspannung mit festgelegtem Antennendraht, B – Isolatorabspannung mit gleitendem Antennendraht, C – Speisepunktanschlußplatte. Material: z. B. Hartpapier, wasserabweisend imprägniert*

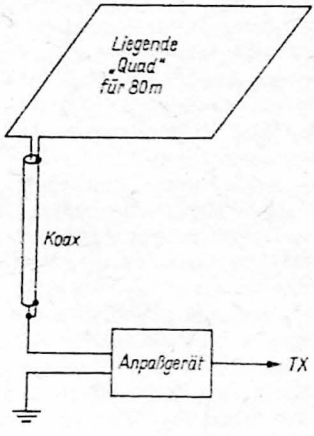


Bild 3
Liegende Quad für 80 m als Dachkapazität eines Vertikalstrahlers für 160 m

– 40-m-Horizontal-Quad (40 bis 10 m + 80 m Vertikal), Drahtlänge 43 m. Die Aufhängehöhe sei vorzugsweise 12 m und höher parallel zur Erde und möglichst frei. Die 40-m-Horizontal-Quad ist bereits ein exzellenter DX-Strahler auf 40 bis 10 m auch in 6 m Höhe. Als Konstruktionsmaterial hat sich thermoplastisch isolierter Kupferdraht von 2 mm ausgezeichnet bewährt. Aber auch Bauformen mit 2-Draht-UKW-Flachkabel (Enden am Speisepunkt verlötet), leichtem Koaxialkabel (Mantel mit Leiter am Speisepunkt verlötet), Telefonbronze und selbst Stahldraht (!) sind bekannt gewor-

den. Die Horizontal-Quad ist breitbandiger als ein Dipol. Ein guter Blitzschutz ist unbedingt erforderlich.

Zum Schluß noch ein fast wörtlicher Kommentar von *W8BO*, der die Diplome *5BWAS* und *5BDXCC* besitzt und mit der 40-m-Horizontal-Quad in 6 m Höhe arbeitet: «Überraschend ist die flache Abstrahlung. Die Horizontal-Quad arbeitet hervorragend DX. Sie ist eine Hintergarten-Antenne nicht nur für Orts-QSO, sondern auch für DX. Europa arbeite ich leicht mit 100 W auf allen Bändern. Auf 20, 15 und 10 m ist der ‹Himmel› die Grenze. Während ‹Dicke Jungs› ihren Beam drehen, arbeite ich jederzeit über 360°. Man sieht fast bei ihnen die Tränen rinnen. Wenn eine Station in USA mich nicht hört, schaue ich sofort aus dem Fenster, ob die Antenne noch hängt. Ich besitze das *5BWAS* und das *5BDXCC*. Wenn ich sage, daß eine Antenne gut arbeitet, dann kann man es ruhig auch glauben.»

Dipol für 2-m-Handfunksprecher [4]

Die Anzahl der 2-m-Handfunksprecher erhöht sich in zunehmendem Maße. Doch wird eine Vielzahl der Geräte nur mit einem λ/4-Stab als Antenne ausgerüstet. Zunächst ist man auch mit der geringen Reichweite zufrieden. Festinstallierte 2-m-Antennen am Wohnhaus oder Wochenendhaus sind schnell angeschlossen und vergrößern die Reichweite. Für den eigentlichen Portablebetrieb ist das jedoch keine Lösung. Eine simple Tatsache wird häufig übersehen. Der λ/4- oder auch 5/8λ-Stab verlangt einen idealen Erdreflektor, um die Leistungsfähigkeit voll auszuschöpfen. Der Handfunksprecher hat diesen natürlich nicht. Unter diesen Umständen wird die Leistung des λ/4-Stabs beträchtlich geringer sein, im Normfall um 1 bis 2 S-Stufen (6 bis 12 dB).

Ein λ/2-Dipol mit Mittenspeisung würde diesen Effekt korrigieren. Bild 4 zeigt eine Möglichkeit dazu. Der findige Funkamateur wird leicht einen Zugang zur metallischen Schirmung der Koaxialbuchse des Antennenstabs finden und dort wie gezeigt, einen Metallstreifen befestigen können, der etwa 10 cm von der Buchse entfernt nach unten abgewinkelt ist. An dieser Stelle wird nun der Mantel (Schirmung) eines Stücks Koaxialkabels angelötet. Die Länge von Buchse über Metallstreifen bis Kabelende soll etwa 50 cm betragen.

Den Dipolfeinabgleich kann man mit einem einfachen Feldstärkemesser vornehmen. Dazu wird die neue λ/4-Länge zunächst mit 55 cm gewählt und unter Beachtung der angezeigten Feldstärke bis zu ihrem Optimum gekürzt. Während dieser Messung wird der Rufton eingeschaltet, und der Operateur hat stets die gleiche Entfernung zum Handfunksprecher einzuhalten. Man wird sich leicht an die Arbeit mit einem derart modifizierten Handfunksprecher gewöhnen. Das Zusatz-λ/4-Stück sollte steif genug sein, um bei Wind nicht zu wedeln. Es sollte aber auch flexibel genug sein, um es nach dem Abbau aufgerollt verstauen zu können. Der Funkamateur wird seine Lösung finden. Es ist nicht einzusehen, warum die Zusatz-λ/4-Einheit nicht ein Teleskopantennenstab sein sollte. Auf jeden Fall wird man

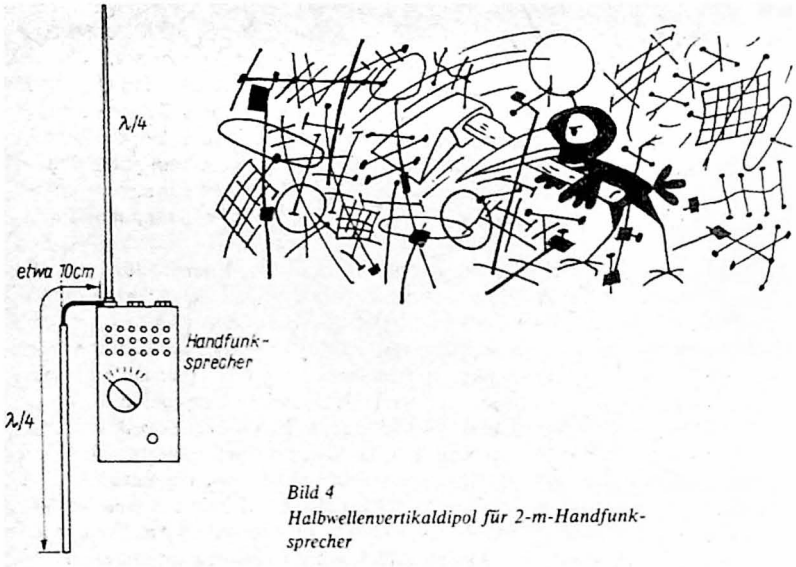


Bild 4
Halbwellenvertikaldipol für 2-m-Handfunksprecher

ein Zunahe an beiden Schenkeln der λ/2-Antenne vermeiden. Dadurch wird die Antenne verstimmt, was sich auf Sendung und Empfang entsprechend auswirkt.

KD7MW hat Vergleichsmessungen mit und ohne λ/4-Zusatzlänge durchgeführt. Es ergab sich durchweg eine Signalverbesserung um etwa 2 S-Stufen. Gegenüber der Normalausführung des Handfunksprechers mit λ/4-Stab ohne Erdreflektor ist der vertikale Öffnungswinkel des senkrechten λ/2-Dipols wesentlich kleiner und die Abstrahlung flacher. Beide Effekte tragen zu der gefundenen Signalverbesserung bei. Ein Relais in 100 km Entfernung konnte mit λ/4-Antenne nicht geöffnet werden, während das mit dem λ/2-Strahler stets zuverlässig gelang. Bereits dieser Erfolg hat die leicht realisierbare Veränderung des Handfunksprecher-Antennensystems gerechtfertigt. Der vorhandene λ/4-Stab findet jetzt leicht sein sogenanntes Spiegelbild auch ohne Erdreflektor.

Geneigte Ganzwellen-Delta-Loop bei geringer Höhe [5]

Schon im Eingangsbeispiel *«liegendes Quad-Element»* wurde festgestellt, daß die guten Eigenschaften dieser Antenne auch schon bei relativ niedriger Aufhängehöhe ($\geqq \lambda/8$) zum Tragen kommen. Das heißt, der geschlossene Ganzwellenleiter (kreisförmig, quadratisch, rechteckig, delta- oder dreieckförmig) ist in seiner Flachstrahlung bezüglich der Erdentfernung weniger anspruchsvoll als der einfache Dipol, z. B. in seinen Varianten *W3DZZ, Inverted-V* u. a. Er ist eher vergleichbar dem Dipol mit Reflektor, der einfa-

chen *Yagi*, bei der die Aufhängehöhe gleichfalls niedriger als die eines Normaldipols sein kann, um bereits eine gute Flachstrahlung zu erhalten.

Bekannteste Formen des geschlossenen Ganzwellenleiters sind Quad und Delta-Loop. Es ist erstaunlich, wie man das Quadrat oder Dreieck geometrisch verformen kann und wie man vor der Lage im Raum keinen Respekt haben muß, ohne daß nicht wenigstens einige der bekannten guten Eigenschaften der Ganzwellenschleife erhalten bleiben. So ist es ganz natürlich, daß sich diese Antenne mehr und mehr als einfache Drahtantenne durchsetzt.

Es bietet sich oft nicht die Möglichkeit, ein Quad-Element für 80 m mit 21,6 m Kantenlänge oder eine Delta-Loop für 80 m mit gleichlangen Schenkeln von 28,8 m parallel zur Erde zu spannen. Man findet nicht allzu oft die notwendigen 4 bzw. 3 Aufhängepunkte in einer Ebene. Aus diesem Grund wird nach [4] die geneigte Ganzwellen-Delta-Loop mit einer Gesamtdrahtlänge für 80 m von 86,3 m in den Formen nach Bild 5 empfohlen. Bei niedrigem Speisepunkt, von immer etwa 100 Ω, sollten für die Form Bild 5A wenigstens 2 hohe Aufhängepunkte von 15 m und höher sowie für die Form Bild 5B ein hoher Aufhängepunkt von 15 m und höher genutzt werden. Dann kann man getrost die Antenne Bild 5A in 2 m Höhe einspeisen und für die Antenne nach Bild 5B einen Antennenschenkel in 2 m Höhe spannen, vorzugsweise an Holzpfählen mit Isolator. Arbeitet man mit einer Leistung von über 10 W, so sind 3 m besser, da dann die Antenne außer Reichweite von Personen ist.

Bild 6 zeigt eine geneigte 80-m-Delta-Loop bei *W1FB*. Die Schenkel müssen nicht unbedingt gleiche Längen haben, lediglich die Gesamtdrahtlänge muß für die Grundwelle ausgelegt sein. Der Spitzenwinkel des Dreiecks sollte nicht unter 45° liegen. Die Antenne wird vom Sender her über ein Anpaßgerät und eine unabgestimmte «Hühnerleiter» gespeist. Übrigens beträgt die Summe der Höhen der 3 Aufhängepunkte für die 80-m-Loop mindestens 20 m, so ist mit fast gleich guten Ergebnissen wie bei der sogenannten liegenden Delta-Loop zu rechnen.

Wem die 80-m-Delta-Loop noch zu groß ist, sollte es mit einer 40-m-Variante versuchen. In diesem Fall beträgt die Drahtlänge 43,65 m. Die Summe der Höhen der Aufhängepunkte sollte jedoch noch mindestens 15 m betragen. 80-m-Betrieb ist dann als Loop nicht mehr möglich. In diesem Fall schließt man den Feedereingang kurz und betreibt die Antenne wie eine Groundplane gegen einen guten (!) Erder. Das gilt auch für die 80-m-Loop bei 160-m-Betrieb.

W1FB, der zahlreiche Versuche mit der in Bild 6 gezeigten geneigten Delta-Loop unter der Speziallizenz *KM2XQV* durchführte, schreibt aus-

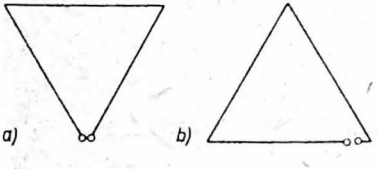


Bild 5
Varianten einer Delta-Loop, A – Polarisation horizontal, Strahlungswinkel etwa 45°, B – Polarisation vertikal, Strahlungswinkel etwa 10°

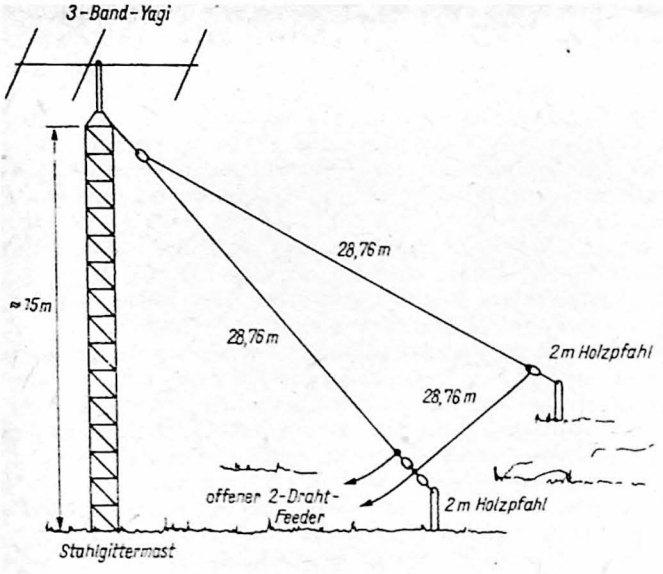


Bild 6 Geneigte Ganzwellen-Delta-Loop (Grundwelle 3,55 MHz) bei W1FB; Drahtempfehlung: 2-mm-Cu, thermoplastisch isoliert

zugsweise: Die Loop ersetzt bei mir eine Inverted-V gleicher Aufhängehöhe. Die Konfiguration entspricht der nach Bild 5B. Sie ist auf 80 m ein guter Kompromiß für den Nahbereich und DX, da der Strahlungserhebungswinkel bei 10° liegt. Der Betrieb auf allen Harmonischen zur Grundwelle ist ausgezeichnet. Zeitweise wird ein 3-Band-Beam in 15 m Höhe in DX auf 20 und 15 m um bis zu 6 dB (1 S-Stufe) übertroffen. Beim Harmonischenbetrieb liegt die Strahlungsrichtung vorzugsweise in der Ebene der Loop. Nur die liegende Loop ist ein guter Rundstrahler. Das sollte man bei der Aufhängung berücksichtigen. Auch auf 40 m ist sie eine gute DX-Antenne. Tests bei 18,1 und 24,9 MHz verliefen ausgezeichnet. Bei 80 m liegt die Bandbreite (SWV 2:1) bei 200 kHz. Keine Regel bestimmt die Form der Ganzwellenschleifenantenne. Kreis-, Quad- oder Rechteckformen sind gleichfalls üblich. Die Loop ist eine rauscharme, hervorragende Empfangsantenne, oft sehr wichtig in dichtbebauten Wohngebieten! Bis auf 18,1 MHz wurde immer ein Anpaßgerät zwischen Antennenfeeder und Sender benötigt.

Halb-Delta-Loop-Praxis [6]

Die Groundplane-Antenne ist von der Betrachtungsweise her ein senkrechter λ/2-Dipol. Man kann auf einen Halbschenkel verzichten, wenn zum

senkrechten λ/4-Strahler ein guter Flächenerder existiert. Das ist in jedem guten Antennenbuch, auch im Rothammel nachzulesen. Warum sollte nicht aus Analogiegründen eine Halb-Delta-Loop (s. Bild 7) ein guter Vertikalstrahler sein, der noch dazu ohne Traps (Sperrkreise) den Multibandbetrieb auf allen Harmonischen zur Grundwellenauslegung gestattet. Der Beweis dafür wurde in [6] angetreten. Zunächst wurde die Antenne in einer 200-MHz-Variante modelliert und sorgfältig eingemessen. Danach wurden durch Maßstabsübertragung die erforderlichen Abmessungen für die entsprechende KW-Variante der Halb-Delta-Loop abgeleitet und diese Antenne realisiert. Die Abmessungen $3H = 172{,}5/f$ (H in m, f in MHz) entsprechen der in Bild 7 gezeigten Halb-Delta-Loop bei *W1FB*.

Er schreibt hierzu sinngemäß: Die Halb-Delta-Loop ist eine hervorragende DX-Antenne von 80 bis 10 m. Viele 599-Rapporte kamen aus Europa, Südamerika und Australien. Einige DX-Stationen meinten: Du hast das lauteste Signal aus USA. Bei Empfangstests wurde zunächst nach einem Fehler im RX gesucht. Das S-Meter zeigte auf 80 und 40 m kein Rauschen an, sonst S1 bis S3. Aber es waren auf dem Band neben der sonstigen Ruhe des Empfängers alle Stationen vorhanden, auch mit S9 und höher. Selbst sehr schwache Signale konnten sauber gelesen werden.

Auf der Grundwelle ist die Antenne ein Rundstrahler. Im Harmonischenbetrieb ist die Vorzugsstrahlungsrichtung zweiseitig in Richtung des geneigten Schenkels. Die Bandbreite (SWV 1,5:1) beträgt auf 80 m 50 kHz, und sie steigt linear mit der Frequenz. Da der Realteil des Widerstands am Antennenspeisepunkt stets über 50 Ω liegt, konnte immer mit einem L-Netzwerk angepaßt werden. Der elektrisch leitende Mast besaß 16 vergrabene Radials unterschiedlicher Länge zwischen 18 und 34 m sowie einen 2-m-Erder. Am Antennenspeisepunkt befanden sich 4 miteinander verbundene 1,2-m-Erder sowie 4 10 m lange und 2 20 m lange Radials an der Oberfläche. Dieser Aufwand erscheint für eine von einem Flächenerder abhängigen Sendeantenne gerechtfertigt.

Ein Beam auf diesem Mast stört vollständig das Strahlungsfeld der Antenne und verschiebt die Eigenresonanz stark zu niedrigen Frequenzen. Ein

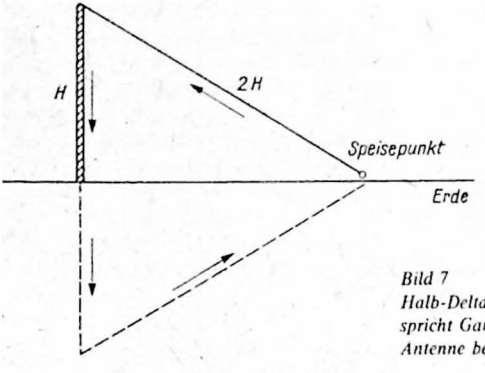


Bild 7
Halb-Delta-Loop mit Erdspiegelbild, entspricht Ganzwellen-Delta-Loop, Vorbild der Antenne bei W1FB

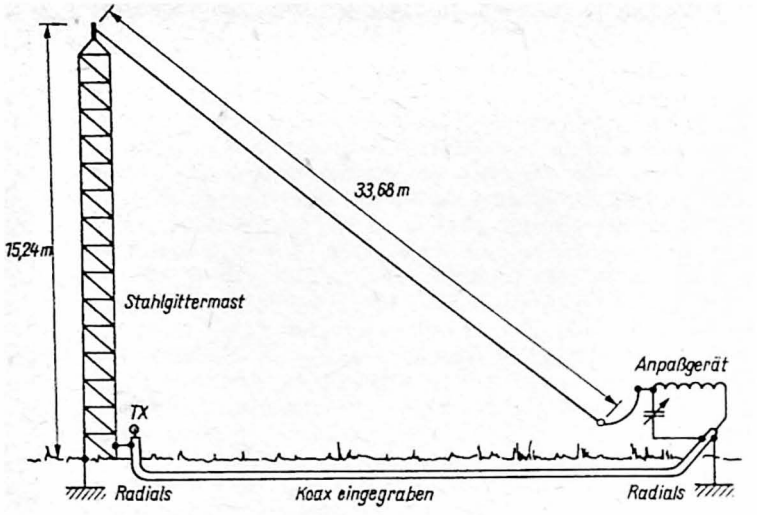


Bild 8 Halb-Delta-Loop (Grundwelle 3,525 MHz) bei W1FB

metallischer Teleskopmast ist nur geeignet, wenn alle Stoßstellen gut leitend verbunden sind. Ein Baum als Mast läßt sich ausgezeichnet verwenden, wenn der senkrechte Antennenschenkel keine Baumteile berührt.

Bemerkung von *Y22OH*: Von einem Flächenerder abhängige Antennenformen benötigen vielfach eine große Anzahl an Radials. Das trifft auch für die Halb-Delta-Loop zu. Dennoch entscheiden immer die örtlichen Gegebenheiten über die Leistungsfähigkeit der Antenne und den notwendigen Erderaufwand. In ständig feuchten Böden wird meist ein einfacher Erder am Mast und am Speisepunkt ausreichen. Davon gehe man zunächst auch aus. Radials lassen sich dann je nach Bedarf zunächst an der Oberfläche auslegen und später eingraben oder mit einem keilförmigen Hartholzstab mit Kammnut in den Boden (Rasen) drücken. Sie müssen nicht unbedingt vom Erdpunkt aus strahlenförmig weggehen, sie können auch verschlungen sein, sollten aber auch alle unterflurliegenden, metallischen Versorgungsleitungen und den Hauserder einbeziehen. Zunächst sollte man aber versuchen, Mast- und Speisepunkterder metallisch (Antennendraht) miteinander zu verbinden oder gar nur mit dieser Verbindungsleitung und ohne Erder arbeiten. Entscheiden muß der praktische Erfolg. Ürigens ist das $2H$:H-Verhältnis nicht unbedingt exakt einzuhalten (s. auch Bild 8). Das Anpaßgerät muß nicht am Speisepunkt stehen; möglich ist auch eine «Hühnerleiter» bis zum Anpaßgerät im Shack. Eine Halb-Quad-Loop und eine Halb-Oblong-Loop sind gleichfalls möglich [7].

Die «unsichtbare» Antenne

Es soll nicht wenige Funkamateure geben, die auf Grund der von ihnen errichteten Antennengebilde ständig den Argwohn des Nachbarn erregen. Das kann soweit gehen, daß jegliche Störung in Funk und Fernsehen auf die einfache Existenz dieser Antennen zurückgeführt wird, selbst wenn der Funkamateur nicht anwesend ist! Man kann deshalb oft mit der Nachbarschaft nicht mehr in Ruhe und Frieden zusammenleben, selbst nicht nach beharrlicher Überzeugungsarbeit und Demonstration. In allen Fällen ist es das sichtbare, ungewöhnliche Antennengebilde, das den Stein des Anstoßes ergibt. Es entspricht zwar dem Recht, ist aber unerwünscht. Soweit ein «Ammenmärchen». Oder?

Angeregt aus [8] und aus Gesprächen möchte der Autor einige praktische Tips zur «Unsichtbaren» geben. Es handelt sich nicht in jedem Fall um Behelfsantennen – aber wenn es gar nicht anders geht? Auf jeden Fall ist stets eines zu beachten: Errichte niemals eine Antenne, die physikalisch oder elektrisch eine Gefahr für Mensch, Tier oder Gebäude bringt. Sicherheit geht stets vor! Damit wird die Drahtantenne unter 2 mm Drahtdurchmesser ausgeschlossen, da sie eine Gefahr für die Vogelwelt bedeutet.

In manchen Gegenden sieht man Doppelwäscheleinen, z. B. vom Balkon ausgehend und über Rollen laufend (Bild 9). Isoliert man beide Aufhängungen und verwendet als Leine isolierte Kupferlitze bzw. ein korrosionsfreies Stahlseil, so findet man immer eine Stelle für einen Klipp und kann mit einer verkürzten L-Antenne gegen eine gute Erde oder ein Gegengewicht arbeiten. Wäschepfähle aus Holz oder Beton mit Holzleinehalter kann man gut mit isolierter Kupferleitung bespannen – eventuell mit einer deformierten, liegenden Schleife – und diese über eine 2-Drahtleitung ins Shack leiten. Stimmt man dieses Antennengebilde mit dem Anpaßgerät ab, so wird man über die Leistungsfähigkeit dieser Antennenform besonders auf den höheren Kurzwellenbändern erstaunt sein.

Hervorragend kann man eine liegende Loop ähnlich Ganzwellen-Quad innerhalb der Plastedachrinne eines Einzelhauses verstecken und über eine

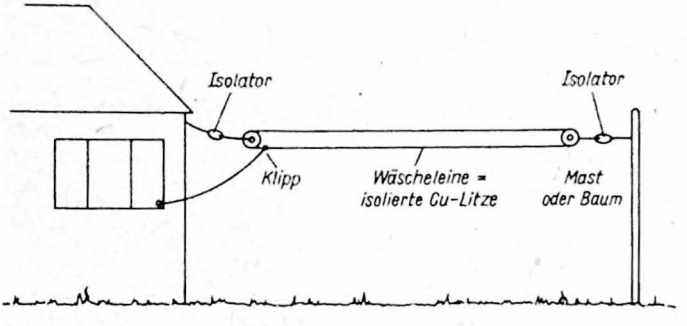


Bild 9 Rollenwäscheleine (Cu-Litze) als sogenannte unsichtbare Antenne

«Hühnerleiter» speisen und abstimmen. Auf jedem KW-Band, bei dem die untergebrachte Drahtlänge größer $\lambda/2$ ist, läßt sich erfolgreich arbeiten. Es gibt QSL aus DX, und keiner sieht diese Antenne. Es gibt auch Gegenden, in denen ein Fahnenmast nicht auffällt. Der findige KW-Amateur ist immer in der Lage, diesen in eine «unsichtbare» Groundplane umzustricken. Oder wie wäre es mit einer Fernsehantenne ohne Verstärker, aber mit längerer 2-Draht-Ableitung? Man schließe letztere am Eingang kurz und gehe über ein Anpaßgerät gegen ein Gegengewicht, Draht an Scheuerleiste mindestens $\lambda/4$ lang, zum Sender. Man wird nicht nur an Ortsrunden teilnehmen können.

Nicht erstaunt ist sicher der 2-m-Amateur, der einen Handfunksprecher besitzt und auf einer Reise den Versuch unternimmt, den Metallfensterrahmen seines komfortablen Hotelzimmers als Skelettschlitzantenne zu betreiben. 2 Drahtanschlüsse und ein Gamma-Match sind schnell hergestellt. Der Schockdraht eines Tierferchs kann über einen Hochspannungskondensator, $\geqq 5$ kV und 1 nF, gegen einen Staberder betrieben werden und gegebenenfalls die Qualität einer Beverage-Antenne erreichen. Der Versuch lohnt sich jedenfalls, sofern die Impulsspannungsversorgung keine allzu großen Oberwellen produziert.

Im übrigen ist jede größere Metallfläche, die eine einigermaßen gute elektrische Isolierung gegenüber der Umgebung aufweist, den Versuch wert, gegen ein Gegengewicht abgestimmt zu werden und als Sende- und/oder Empfangsantenne zu nutzen. Das kann also ein metallisches Balkongitter oder sogar die Sprungfedermatratze eines Bettes sein! Der Versuch lohnt wenigstens für eine Ortsrunde! Bei den «Unsichtbaren» ist die schöpferische Phantasie des Funkamateurs gefragt, aber immer unter dem Aspekt: Sicherheit geht vor! Bei entsprechenden Ausbreitungsbedingungen kann man aber auch mit diesen Antennen erfolgreich sein.

Literatur

[1] W. Rohländer, Blick in den Antennenwald, Elektronisches Jahrbuch 1984, Seite 208ff., Berlin 1983.

[2] D. Fischer, The Loop Skywire, QST 69 (1985), Heft 11, Seite 20ff.

[3] K. Rothammel, Antennenbuch, 10. Auflage, Seite 227ff., Berlin 1984.

[4] A. Klein, Dipoles For Hand-Held 2-M-Transceivers, QST 70 (1986), Heft 1, Seite 48ff.

[5] D. DeMaw, L. Aurick, The Full-Wave Delta-Loop at Low Height, QST 68 (1984), Heft 10, Seite 24ff.

[6] J. S. Belrose, D. DeMaw, The Half-Delta-Loop, A Critical Analysis and Practical Deployment, QST 66 (1982), Heft 9, Seite 28ff.

[7] J. Gunmar, The Half-Delta-Loop Goes Rectangular, QST 68 (1984), Heft 7, Seite 26ff.

[8] D. DeMaw, Antennas For Those Who Can't Have Antennas!, QST 67 (1983), Heft 2, Seite 15ff.

UKW-Dipmeter für 80 bis 325 MHz

Walter Koch

Der Umgang mit höheren Frequenzen erfordert geeignete Meßmittel mit ausreichender Genauigkeit, guter Nachbausicherheit und erträglichem Aufwand. Daher wird ein Dipmeter vorgestellt, das für mehrere Anwendungen eingesetzt werden kann:

- Dipmeter
- HF-Generator (unmoduliert)
- Absorptionsfrequenzmesser

} 80 bis 325 MHz,

- Bestimmen der Induktivität von Spulen und geraden Leitern (20 bis 1 000 nH),
- Bestimmen der Kapazität von Kondensatoren (5 bis 200 pF),
- Bestimmen der Eigenresonanz von Kondensatoren mit ihren Anschlußdrähten (80 MHz bis 325 MHz).

Dipmeter mit niedrigeren Arbeitsfrequenzen sind schon mehrfach vorgestellt worden (f_{max} etwa 150 MHz). Dipmeter mit höheren Arbeitsfrequenzen verlangen einen durchdachten Aufbau sowie eine exakte Berechnung der Induktivitäten aller Zuleitungsdrähte und ihrer geeigneten Bemessung, so daß keine Fehldips durch innere Resonanzen bei der Handhabung des Geräts auftreten.

HF-Oszillator

Die Grundschaltung für den HF-Oszillator (Bild 1) wurde [1] entnommen, korrigiert und mit einem UHF-Siliziumtransistor *KT372* (f_T = 3 000 MHz) bestückt. Das erfordert eine positive Betriebsspannung gegen Masse; auch die Z-Diode VD1 (Typ unkritisch: U_Z etwa 5 V, P_{max} etwa 200 mW) muß entsprechend gepolt werden. Mit dem Steller *R*2 wird einmalig ein geeigneter Arbeitspunkt für VT1 eingestellt (Kollektorstrom ≤ 3 mA). Der Drehkondensator *C*4 ist ein UKW-Doppeldrehkondensator (2 × 2 bis 12 pF) mit sehr stabilem Aufbau, von dem aber nur ein Drehkondensatorpaket eingesetzt wird. Die Bauelemente *L*1, *C*5, *C*6 (Tabelle 1) werden auf einen 9poligen Miniaturröhrensockel aufgelötet und über eine 9polige Miniaturröhrenfassung mit der Schaltung verbunden. Die Miniaturröhrenfassung muß extrem kurze Anschlüsse haben und wird auf die Gehäusefläche A (Bild 6) aufgelötet. Die Steckverbindung hat sich als kapazitäts- und induktivitäts-

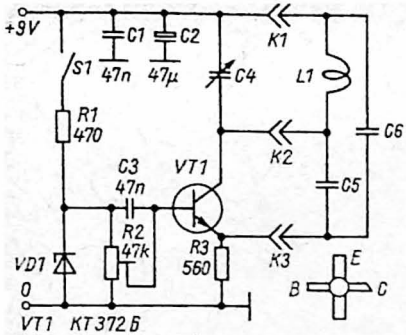


Bild 1
Stromlaufplan des HF-Oszillators

arm sowie mechanisch sehr stabil erwiesen. Die Reproduzierbarkeit der Frequenzen ist sehr gut. Vor dem Einbau in das Gehäuse betrug die höchste erreichbare Arbeitsfrequenz 342 MHz.

Anzeigeverstärker

Auf den Einsatz eines hochwertigen Anzeigeverstärkers wurde besonderer Wert gelegt, da das Gerät als Dipmeter einen deutlichen Dip und als Absorptionsfrequenzmesser ausreichend empfindlich arbeiten soll. Die Schaltung stammt aus [3], wurde mit den Siliziumtransistoren VT2, VT3 und VT4 bestückt (zufällig vorhandene *SF 150* mit niedriger Stromverstärkung ≤ 10) und mit einer positiven Betriebsspannung gegen Masse versehen. Um die Anzeigeschaltung sicher zu beherrschen, waren die Siliziumtransistoren mit niedriger Stromverstärkung gut geeignet.

Mit dem Potentiometer *R6* stellt man die Gesamtverstärkung des Anzeigeverstärkers und damit den Zeigerendausschlag des Meßgeräts (Grundmeßbereich 1 mA) ein. Es hat sich gezeigt, daß es vorteilhaft ist, den

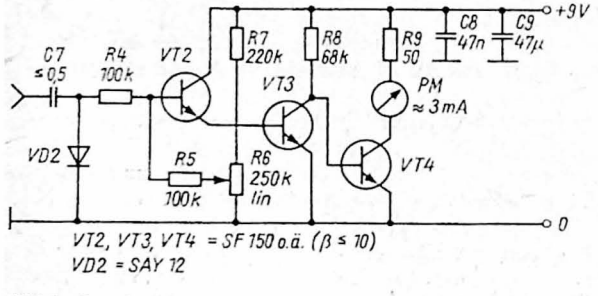


Bild 2 Stromlaufplan des Anzeigeverstärkers

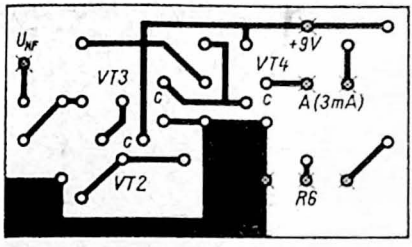


Bild 3
Leitungsführung der Leiterplatte des Anzeigeverstärkers

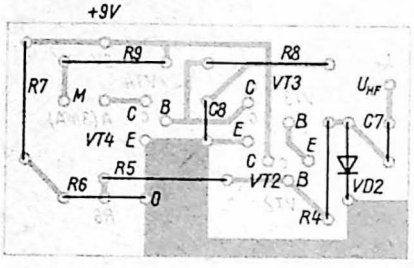


Bild 4
Bestückungsplan der Leiterplatte nach Bild 3

Grundmeßbereich mit einem Shunt-Widerstand und zusätzlichem Schalter S (Bild 6, Gehäusefläche D) auf 3 bis 4 mA zu erweitern. Damit läßt sich der Dip im Groben schneller bestimmen. Die Feinmessung mit größerem Abstand zum Meßobjekt (geringere Belastung des HF-Oszillators und damit geringere Frequenzverwerfung) kann man dann im empfindlicheren Strommeßbereich bei geeigneter Einstellung von R6 vornehmen.

Beim Aufbau wurde auch in diesem Fall auf eine sehr kurze Leitungsführung geachtet (Bild 3 und Bild 4). Die aufgebaute und überprüfte Schaltung wird mit 2 Schrauben auf der Gehäusefläche C an geeigneter Stelle befestigt (Bild 6).

Spezielle Maßnahmen beim Entwurf

Maßnahmen zum Erzielen einer möglichst hohen Arbeitsfrequenz:

- Einsatz eines UHF-Transistors *KT372* (mit $f_T = 3$ GHz) mit geringen inneren Kapazitäten;
- Verwenden eines stabilen Drehkondensators mit geringer Anfangskapazität von etwa 2 pF;
- kapazitätsarmer Aufbau durch Beseitigen der Masseflächе um die Röhrenfassung auf der Gehäusefläche A (Bild 5 und Bild 6) und unterhalb des Drehkondensators *C*4 auf der Gehäusefläche C (Bild 6);
- kürzeste Leitungsführung: Bauelemente werden mit kürzesten Anschlußdrähten angelötet; das gilt besonders für das Anlöten des Drehkondensators an die Gehäusefläche A (Bild 5).

Maßnahmen zum Vermeiden von Fehldips:
- HF-führende Leitungen sind extrem kurz auszuführen;
- jede längere Zuleitung wird so berechnet, bemessen und kapazitätsarm verlegt, daß es im gesamten Arbeitsbereich zu keinen Fehldips kommen kann.

Für die Induktivität eines geraden Leiters gilt näherungsweise

$$L = 2\,l\left(\ln\frac{4l}{d} - 1 + \frac{d}{2l}\right)$$

für 0,5 mm $\leq d \leq$ 3 mm (nach [2]);
L in nH, l in cm, d in cm.

Beispiel: Die Zuleitung für die positive Betriebsspannung von der Gehäusefläche E nach C beträgt l = 7,5 cm bei d = 0,05 cm. Dieser gestreckte Leiter hat eine Induktivität von 81 nH. Um an diesem Leiter bis zu 350 MHz keine innere Resonanz mit Fehldip zu erhalten, darf die Kapazität beim Verlegen der Zuleitung nicht größer als 2,5 pF sein! Diese Zuleitung muß also äußerst kapazitätsarm, in entsprechender Entfernung von Masseflächen montiert werden.

Aufbau

Die angegebenen Abmessungen für Gehäuseflächen, Anordnung der Bauteile, Länge von HF-Leitungen und gleichstromführenden Zuleitungen sollten zum Erzielen einer möglichst hohen Arbeitsfrequenz eingehalten werden. Beim Aufbau empfiehlt sich daher folgende Reihenfolge:
- Montage der Bauteile auf Gehäusefläche A (Bild 5);
- Gehäuseflächen A und C verlöten und Drehkondensator $C4$ an vorgesehener Stelle (Bild 6) extrem kurz anlöten (Drahtlängen <5 mm);

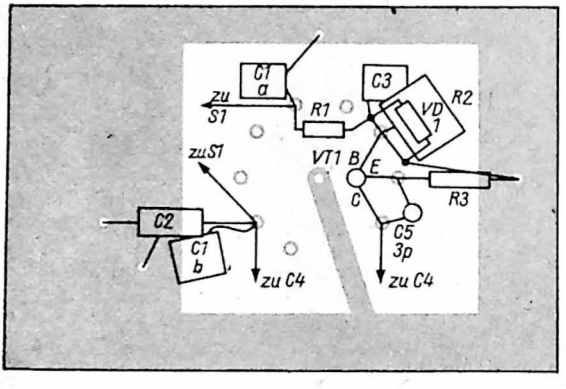


Bild 5 Beschaltung der Gehäusefläche A für den HF-Oszillator

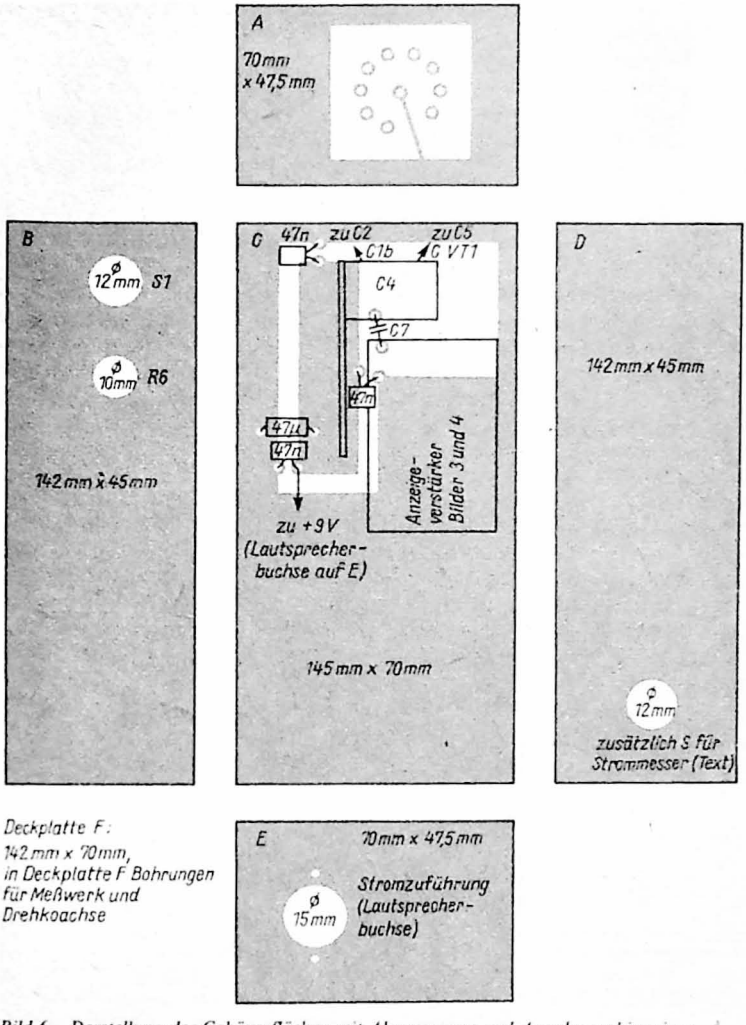


Bild 6 Darstellung der Gehäuseflächen mit Abmessungen und Anordnungshinweisen

- *C*4 wird mit dem auf der Gehäusefläche C senkrecht aufgelöteten Steg verschraubt;
- Montage des fertigen Anzeigeverstärkers mit 2 Schrauben auf Gehäusefläche C (Bild 6) und Verbindung des Anzeigeverstärkers über *C*7 mit dem verwendeten Drehkondensatorpaket;

- Anlöten von Gehäusefläche B mit C und A und Montage des Schalters S1 und des Potentiometers R6;
  S1 offen: Absorptionsfrequenzmesser.
  S1 geschlossen: Dipmeter/HF-Generator (unmoduliert);
- Anlöten von Gehäusefläche D mit C und A und Montage des Zusatzschalters S für den Shuntwiderstand des Meßwerkes;
- Anlöten der Gehäusefläche E mit B, C und D und Montage einer Lautsprechereinbaubuchse für die Zuführung der Betriebsspannung;
- Deckel mit Bohrungen für Meßwerk und Drehkondensator versehen; es werden senkrecht auf den Deckel 5 kleine Streifen aufgelötet (mit entsprechendem Innengewinde), damit der Deckel mit den Gehäuseflächen A, B, D, E verschraubt werden kann.

Für das Gehäuse wurde ausschließlich hochwertiges, einseitig kaschiertes Halbzeug verwendet. Schwierigkeiten gibt es bei der Anfertigung einer geeigneten Skale. Es stehen auf dem Gehäusedeckel 180° Anzeigebereich zur Verfügung, während der Drehkondensator *C4* auf Grund seiner Untersetzung 1:3 einen Drehwinkel von 3 × 180° hat. Auf dem Gehäusedeckel fertigt man einen passenden Winkelmesser von 0 bis 180°. Dazu gehört eine Meßtabelle (Tabelle 2) zur Bestimmung der Frequenz. Man kann auch lose den UKW-Präzisions-Frequenzmesser Typ *183* oder einen digitalen Frequenzmesser (z. B. Eigenbau) zur genauen Frequenzmessung ankoppeln.

Tabelle 2 Meßtabelle zum UKW-Dipmeter (80 bis 325 MHz)

Winkel in °		Frequenz Bereich 1 in MHz	Frequenz Bereich 2 in MHz	Frequenz Bereich 3 in MHz
0		80,8	113,9	186,6
20		81,6	115,6	188,5
40		82,5	116,8	191,2
60		83,4	118,4	194
80		84,6	120	196,6
100		85,6	121,7	199,6
120		86,8	123,4	202,7
140		87,9	125,1	205,5
160		89	126,9	210,2
180	0	90,3	129	213,4
	20	91,713	130,6	216,3
	40	93,1	133,4	220,3
	60	94,5	135,9	225,8
	80	96	138,6	230,4
	100	97,5	140,7	235,3
	120	99,1	144	239,5
	140	100,6	146,9	246
	160	102,4	149,8	251,7

Winkel in °		Frequenz Bereich 1 in MHz	Frequenz Bereich 2 in MHz	Frequenz Bereich 3 in MHz
0	180	104,3	153,2	257,6
20		106,2	156,8	265,1
40		108,4	160,2	271,7
60		110,6	164	279,5
80		113,1	168,8	288
100		115,6	172,7	297
120		118,4	177,8	306,4
140		121,2	182,6	316
160		123,7	187	324
180		124,2	188	326

Ergebnisse

Das Gerät erfüllt die gestellten Erwartungen für die Arbeit als Grid-Dip-Meter, Absorptionsfrequenzmesser und HF-Generator im gesamten Frequenzbereich von 80 bis 325 MHz. 350 MHz als oberes Ziel für die höchste Arbeitsfrequenz wurden nicht ganz erreicht. Der Dip ist auf Grund des empfindlichen Anzeigeverstärkers groß und noch auf erstaunliche Entfernung zum Meßobjekt nachweisbar. Der Absorptionsfrequenzmesser leidet nicht wie so oft an asthmatischer Unempfindlichkeit; das bewirkt ebenfalls der empfindliche Anzeigeverstärker.
Über die Schwingkreisformel

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}},$$

und ihre Umstellungen

$$L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C}, \qquad L = \frac{253 \cdot 10^5}{f^2 \cdot C},$$

$$C = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot L}, \qquad C = \frac{253 \cdot 10^5}{f^2 \cdot L};$$

f in MHz, L in nH, C in pF,

lassen sich Induktivitäten und Kapazitäten in den angegebenen Grenzen sicher bestimmen. Das Dipmeter schließt damit eine Lücke bei der Ermittlung geringer Induktivitätswerte von Spulen im nH-Bereich.

Schwingkreisdaten

Alle Spulen haben einen Durchmesser von 17 mm, eine Spulenlänge von 8 mm und wurden aus versilbertem Kupferdraht von 1,5 mm Durchmesser hergestellt. Der Kondensator $C5$ für den höchsten Frequenzbereich wird di-

rekt auf die Gehäusefläche A bzw. die Röhrenfassung gelötet. Die weiteren Kondensatoren *C5*/*C6* für die niedrigeren Frequenzbereiche werden als Zusatzkapazitäten auf die auswechselbaren Röhrensockel geschaltet. Tabelle 1 gibt Auskunft über die Größe der Bauelemente *L1*, *C5* und *C6*.

Tabelle 1 Spulendaten für das UKW-Dip-Meter

Frequenzbereich	*L1* in Wdg.	*C5* in pF	*C6* in pF
80 bis 125	2,8	+8,2	4,7
114 bis 187	1,5	+4,7	2
186 bis 325	Drahtbrücke	2,7	–

Literatur

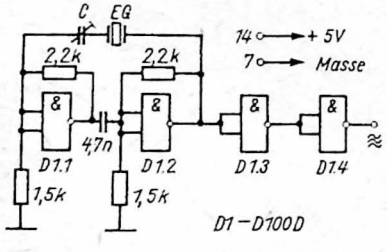
[1] H.-U. Fortier, Der Weg zum UKW-Amateurfunk, Der junge Funker, Band 30, 1. Auflage, Seite 83, 84, Berlin 1982.
[2] K. K. Streng, UHF-Fernsehempfang, Seite 121, Berlin 1963.
[3] Autorenkollektiv, electronicum, 1. Auflage, Seite 680, Berlin 1966.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Quarzoszillator mit TTL-Gatterschaltkreis

Digitale Schaltkreise lassen sich vielseitig in der elektronischen Schaltungstechnik einsetzen. Der untenstehende Stromlaufplan zeigt einen Quarzoszillator mit dem Gatterschaltkreis *D 100 D*. Die Arbeitspunkte der Gatter D1.1/D1.2 lassen sich mit den beiden Widerstandskombinationen getrennt einstellen, so daß auch hochohmige Schwingquarze sicher zum Schwingen gebracht werden. Mit dem Trimmkondensator C (10 bis 22 pF) kann der Quarz EQ auf seine Sollfrequenz gezogen werden. Die Gatter D1.3/D1.4 übernehmen die Pulsformung des Ausgangssignals, wobei ein rechteckförmiger Verlauf erstrebenswert ist (TTL-Signal). Die Schaltung eignet sich als Taktgeber für Uhren, Mikrorechner, Zähler und andere Anwendungen.

K. H. S.



Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE

5-MHz-VFO

Konzipiert wurde der VFO vom Autor für einen KW-Empfänger, speziell für A1A-Bereiche der Amateurfunkbänder und einen für 20-m-CW-Sender. Daher wurde der Abstimmbereich von 4 975 bis 5 325 kHz festgelegt. Angestrebt wurde eine hohe Frequenzstabilität, wobei vor allem im Drehkondensator, in der Schwingkreisspule und in der Temperaturkompensation mit festen Schwingkreiskapazitäten die wesentlichen Einflußfaktoren gesehen wurden. Die Rotorachse des Abstimmdrehkondensators muß leicht drehbar sein und sollte an beiden Enden in Kugellagern ruhen. Für die Schwingkreisspule darf kein HF-Abgleichkern verwendet werden, da das die Temperaturkompensation erschwert. Die Windungen müssen mechanisch stabil festgelegt werden, daher verwendete der Autor als Spulenkörper ein Glaskeramikmaterial mit einem sehr geringen thermischen Ausdehnungskoeffizienten.

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des 5-MHz-VFO. *Clapp*-Oszillator und Pufferstufe sind mit den Feldeffekttransistoren VT1/VT2 in Drainschaltung (Sourcefolger) bestückt. Die nachfolgende Verstärkerstufe arbeitet mit dem bipolaren Transistor VT3 in Emitterschaltung. Im Ausgang liegt ein breit-

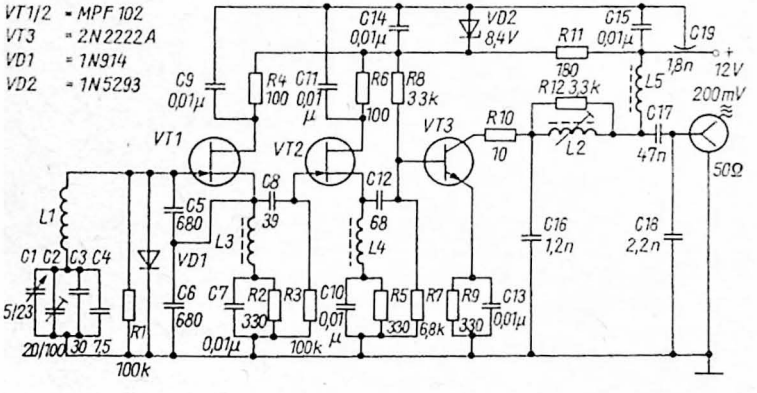


Bild 1 Stromlaufplan des 5-MHz-VFO [1]

bandiges Filter (π-Schaltung), das die Ausgangsimpedanz des Transistors VT3 auf 50 Ω transformiert. Die Temperaturkompensation des Schwingkreises bewirken *C*3 und *C*4 (30 pF/N330 und 7,5 pF/NO75).

Eingebaut wurde der VFO in ein hochfrequenzdichtes Gehäuse aus 5 mm starkem Alu-Plattenmaterial (90 mm × 115 mm × 185 mm). Gegenüber der Platinenvariante des Autors ist eine freie Verdrahtung mit keramischen Lötstützpunkten vorzuziehen. Die Spule *L*1 (12,5 µH) hat 19,7 Wdg., 0,8-mm-CuL, Wdg. an Wdg., auf einem Spulenkörper 30 mm Durchmesser, 50 mm Länge, Glaskeramikmaterial *Zerodur*. Für *L*2 (1,3 µH) wurde ein 9-mm-Stiefelkörper mit einem halbierten HF-Abgleichkern verwendet, 16 Wdg., 0,8-mm-CuL, Wdg. an Wdg. *L*3 und *L*4 (100 µH) und *L*5 (500 µH) sind HF-Drosselspulen. Als aktive Halbleiterbauelemente eignen sich *BF 245/KP 303* o. ä. (VT1/VT2), *SF 136* (VT3), *SAY 20* (VD1) und *SZX 19/8,2* (VD2).

Mini-CW-Sender 80/40 m

In der QRP-Arbeit der Funkamateure werden oft einfache Schaltungen verwendet, die auf den G-QRP-Club zurückgehen. Bild 2a zeigt einen quarzgesteuerten CW-Sender für die Amateurbänder 80 m und 40 m. Die HF-Ausgangsleistung ist bei $U_B = 24$ V etwa 1 W, bei 12 V etwa 250 mW. Die Bandumschaltung geschieht mit S1, mit dem Schalter S2 wird die Antenne zwischen Sender und Empfänger umgeschaltet. Um die Abstrahlung von harmonischen Frequenzen des einfachen Senders zu vermindern, wird zwi-

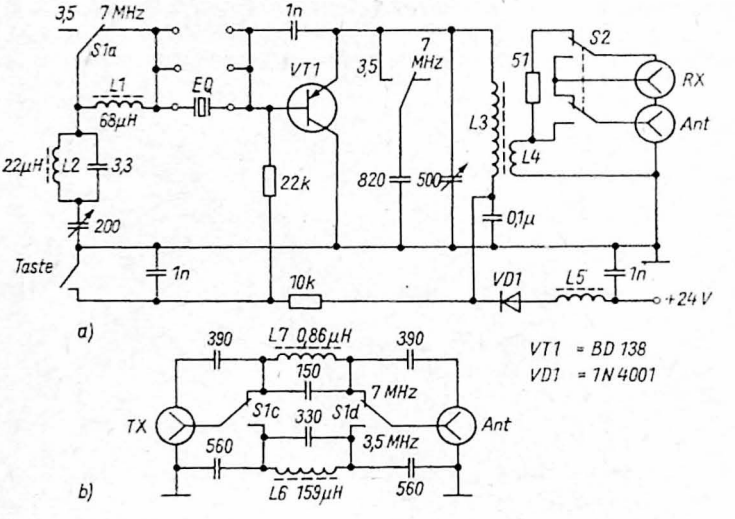


Bild 2 Stromlaufplan des Mini-CW-Senders [2]

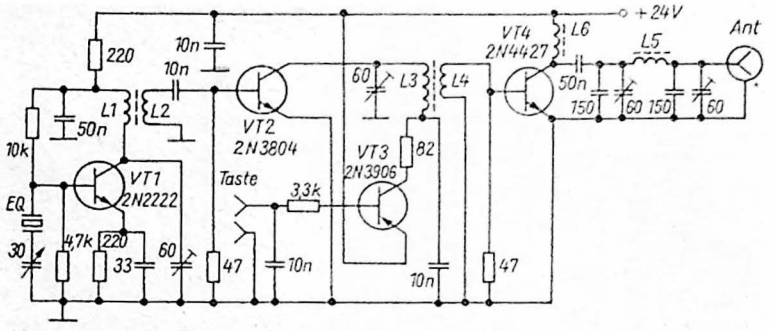


Bild 3 Stromlaufplan des 20-m-CW-Senders [3]

schen Senderausgang und Antenne ein umschaltbares Tiefpaßfilter geschaltet (Bild 2b). Der PA-Kreis enthält für *L3*/*L4* eine HF-Toroidspule, für die sich eventuell ein Doppellochkern eignet. Im Original wird ein Ringkern 50-2 *(Amidon)* verwendet, primär 20 Wdg., sekundär 13 Wdg. Auch die Tiefpaßfilterspulen sind mit diesem Ringkern aufgebaut, *L7* etwa 13 Wdg., *L8* etwa 18 Wdg. Für VT1 eignet sich der Typ *SD 336* o. ä., für VD1 der Typ *SY 360/0,5*.

20-m-CW-Sender

Der in Bild 3 gezeigte QRP-Sender besteht aus den Stufen Quarzoszillator (VT1), Treiber (VT2) und PA-Stufe (VT4). Die Stufen sind über Toroidspulen gekoppelt, wobei Ringkerne *T50-6 (Amidon)* verwendet werden. *L1* und *L3* haben etwa 25 Wdg., *L2* und *L4* je 2 Wdg., 0,6-mm-CuL. Die π-Filterspule *L5* hat etwa 12 Wdg., 0,6-mm-CuL, für *L6* wird eine Drosselspule 500 µH verwendet. Mit dem Drehkondensator in Reihe zum Quarz EQ (14,06 MHz) kann die erzeugte Frequenz in geringem Bereich verändert werden. Als Transistoren eignen sich *SF 136* (VT1), *SSY 20* (VT2), *SF 116* (VT3) und *SD 335* (VT4) o. ä. Die PA-Ausgangsleistung ist etwa 4 W.

Einfacher 2-m-Sender

Der einfache 2-m-Sender arbeitet mit Frequenzmodulation, kann aber auch für CW-Betrieb eingesetzt werden (Stufe mit VT1 abschalten, für VT3 am Emitter einen Tasteingang vorsehen). Die einfache Mikrofonverstärkerstufe VT1 arbeitet mit einem Elektret-Mikrofon. Die Quarzoszillatorstufe ist ein Verdreifacher, mit einer Quarzfrequenz von z. B. 48,18 333 MHz beträgt die Ausgangsfrequenz 144,550 MHz. Durch die Kapazität in Serie zum Quarz EQ kann die Frequenz geringfügig verändert werden. Zur Frequenzmodulation genügt eine einfache Si-Gleichrichterdiode, die als Kapazitäts-

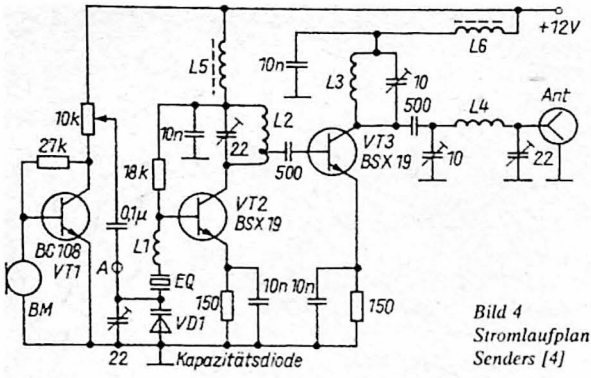


Bild 4
Stromlaufplan des einfachen 2-m-Senders [4]

diode betrieben wird. Als PA-Stufe arbeitet VT3. Die HF-Ausgangsleistung ist etwa 100 mW. Alle Schwingkreisspulen sind Luftspulen mit einem Durchmesser von 5 mm und 0,6-mm-CuL-Draht; *L*1 hat 6 Wdg., *L*2 bis *L*4 haben 4 Wdg. Die HF-Drosselspulen *L*5/*L*6 bestehen aus Doppellochkernen mit je 4 Wdg., 0,6-mm-CuL. Als Transistoren eignen sich *SC 236* (VT1) und *SF 136/SF 137* (VT2/VT3), für die Diode der Typ *SY 360/0,5*.

PA-Stufe für 80-m-QRP-Transceiver

Die in Bild 5 vorgestellte PA-Stufe für 80 m ist für die Nachrüstung des 80-m-Minitransceivers *Bartek* vorgesehen. Dieser hat eine HF-Ausgangsleistung von etwa 3 W, mit der beschriebenen PA-Stufe wird sie auf etwa 20 W erhöht. Die PA-Stufe wird über den HF-Übertrager T1 angesteuert, der aus einem Doppellochkern mit 2 × 6 Wdg., 0,3-mm-CuL, bifilar gewickelt, besteht. Für den PA-Ausgangskreis T2 werden 2 Doppellochkerne zusammengeklebt, *L*1 hat 3 Wdg., 0,6-mm-CuL, *L*2 hat 15 Wdg., 0,45-mm-CuL. Mit den Kapazitäten bildet *L*2 ein π-Filter, die Ausgangsleitung wird durch den Ferritkern von *L*5 (3 Wdg., isolierter Schaltdraht) geführt, da die *L*5 folgende Schaltung eine HF-Abstimmanzeige realisiert. Mit S1 kann man zwischen HF-Anzeige und Kollektorstrommessung umschalten. *L*3 und *L*4 sind HF-Drosselspulen auf einem 3-mm-Ferritkern; *L*3 mit 10 Wdg., 0,3-mm-CuL, *L*4 mit 10 Wdg., 0,6-mm-CuL. Die PA-Stufe wird mit den Relais K1/K2 eingeschaltet. Für die PA-Transistoren eignet sich auch der Typ *KU 605* o. ä., für VD1 wird eine Germanium-HF-Gleichrichterdiode verwendet. Um TVI-Störungen zu vermeiden, ist zwischen PA-Stufe und Antenne ein Tiefpaßfilter vorzusehen.

Eingangsstufe für Direktmischempfänger

Der im Original beschriebene Kurzwellenempfänger besteht aus der Eingangsstufe, der 2 Bandpässe mit Operationsverstärkern und ein IS-bestück-

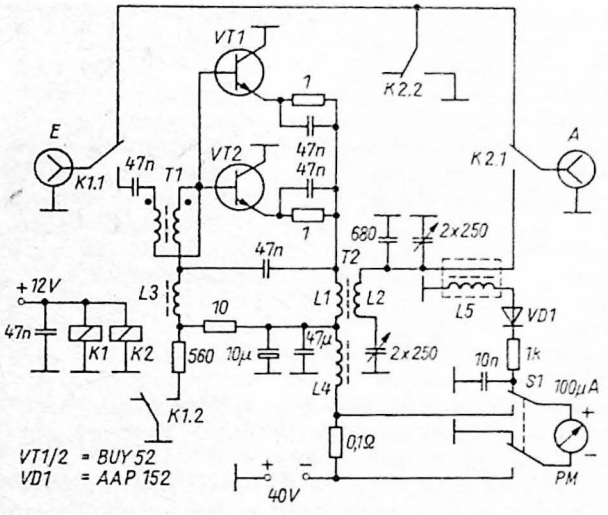


Bild 5 Stromlaufplan einer 80-m-PA-Stufe für 20 W HF-Leistung [5]

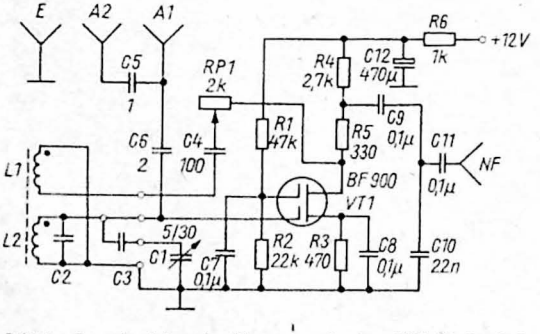


Bild 6 Stromlaufplan der Eingangsstufe eines KW-Direktmischempfängers [6]

Tabelle 1 Bauelementewerte des Oszillatorschwingkreises (Bild 6)

	80 m	40 m	20 m	15 m	10 m
*L*1 (Wdg.)	2	2	1	1	1
*L*2 (Wdg.)	60	30	15	10	8
*C*2 (pF)	56	56	27	27	27
*C*3 (pF)	100	10	10	10	10

Für *L*1: 0,8-mm-CuL, für *L*2 – 80 m: 0,2-mm-CuL, für *L*2 – 40 m bis 10 m: 0,4-mm-CuL, Spulendurchmesser 8 mm.

ter NF-Verstärker folgen. In der Eingangsstufe wird ein Dualgate-MOSFET eingesetzt, für den sich auch der Typ *KP 350* eignet. Das HF-Eingangssignal wird über eine minimale Kapazität (*C5*/*C6*) direkt an das Oszillatorgate gekoppelt. Der Oszillatorschwingkreis mit *L1*/*L2* liegt ebenfalls an diesem Gate. Mit RP1 läßt sich der Schwingungseinsatz variieren, so daß man sich schwachen Signalen besser anpassen kann. Tabelle 1 enthält die Angaben für den Oszillatorschwingkreis für die einzelnen KW-Amateurbänder. Der HF-Siebung wurde besondere Aufmerksamkeit geschenkt (*C7*/*C8*/*C10*/*C12*). Für die HF-Eingangssignale ist es empfehlenswert, zwischen Antenne und Empfängereingang entsprechende HF-Bandfilter (fest abgestimmt) für die einzelnen KW-Amateurbänder vorzusehen.

Multibandfilter für KW-Amateurbänder

Um die Eingangsselektivität von Kurzwellen-Amateurempfängern zu verbessern, sollten am Empfängereingang entsprechende HF-Schwingkreise angeordnet werden. Weil die KW-Amateurbänder nur schmale Frequenzbereiche sind, bieten sich hochselektive HF-Bandfilterschaltungen besonders an, da sie festabgestimmt arbeiten können. Dabei ist eine Parallelschaltung

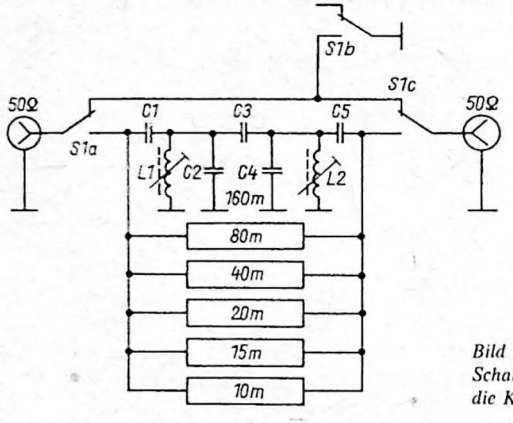


Bild 7
Schaltung des Multibandfilters für die KW-Amateurbänder [7]

Tabelle 2 Bauelementewerte für Multibandfilter (Bild 7)

	160 m	80 m	40 m	20 m	15 m	10 m
Windungen	30	16	10	7	7	5
CuL mm	0,15	0,3	0,4	0,4	0,4	0,4
C1/*C5* pF	68	82	22	18	12	15
C2/*C4* pF	100	56	68	68	27	27
C3 pF	4,7	12	1,2	2,2	1,5	1,5
1-dB-Bandbreite in kHz	55	350	120	380	500	2 000

der HF-Bandfilter für die einzelnen KW-Amateurbänder möglich. Bild 7 zeigt dafür eine Schaltung mit 2kreisigen HF-Bandfiltern. Die Dämpfung im Durchlaßbereich liegt zwischen 1 und 4 dB, während die nicht interessierenden Frequenzbereiche, vor allem die KW-Rundfunkbereiche, mit einer Dämpfung bis zu 30 dB unterdrückt werden. Für den Aufbau der Spulen werden Schalenkerne 18 mm × 11 mm verwendet, für 160/80/40 m mit einem A_L-Wert von 40 nH/w², für 20/15/10 m mit einem A_L-Wert von 25 nH/w². Tabelle 2 gibt die Werte für Spulen und Kondensatoren an.

HF-Filter gegen BC-Störungen

Starke Signale von Mittelwellensendern, vor allem, wenn man in Sendernähe wohnt, können den Empfang der KW-Amateurbänder 160 und 80 m stark beeinträchtigen. Abhilfe schafft in diesem Fall eine HF-Filter-Anordnung zwischen Antenne und KW-Empfängereingang, wie sie Bild 8 zeigt. *C*4 bis *C*6/*L*4 bis *L*6 stellen ein Hochpaßfilter für eine untere Grenzfrequenz von 1,65 bzw. 3,0 MHz dar. Alle darüberliegenden Frequenzen gelangen an den Empfängereingang. Die darunterliegenden Frequenzen werden von dem Hochpaßfilter reflektiert und durchlaufen deshalb das Tiefpaßfilter *C*1 bis *C*3/*L*1 bis *L*3, das mit einem 50-Ω-Widerstand belastet ist. Wenn also die Antenne alle Signale bringt, gelangen die erwünschten Signale an den Eingang des KW-Empfängers, die unerwünschten Signale «ver»enden im 50-Ω-Widerstand. Tabelle 3 gibt die Filterwerte für die beiden Grenzfrequenzen an.

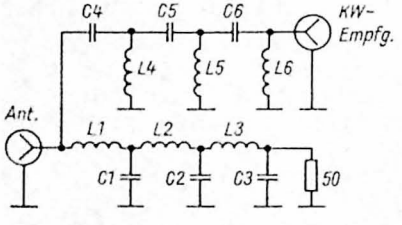


Bild 8
HF-Filteranordnung zur Unterdrückung von BC-Störungen [8]

Tabelle 3
Werte der HF-Filter-Bauelementewerte (Bild 8) für die unteren Grenzfrequenzen 1,65 bzw. 3,0 MHz

	160 m	80 m
*C*1 in pF	3385	1862
*C*2 in pF	2318	1275
*C*3 in pF	500	275
*C*4/5 in pF	1242	683
*C*6 in pF	2554	1404
*L*1/2 in µH	7,5	4,1
*L*3 in µH	3,64	2,0
*L*4 in µH	2,75	1,5
*L*5 in µH	4,01	2,2
*L*6 in µH	18,63	10,2

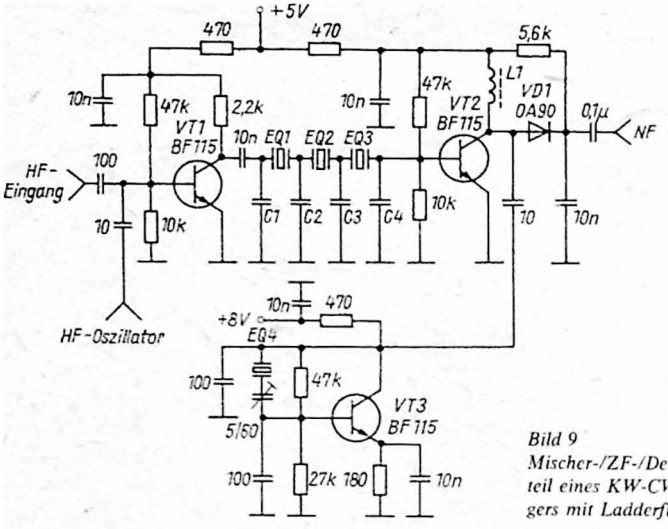


Bild 9
Mischer-/ZF-/Demodulatorteil eines KW-CW-Empfängers mit Ladderfilter [9]

Ladderfilter mit 9-MHz-Quarzen

Für die Selektion im Zwischenfrequenzbereich von KW-Empfängern sind Quarzfilter wegen der hohen Güte besonders geeignet. Die Ladderfilter stellen vereinfachte spulenlose Quarzfilter dar, die sich einfach aufbauen lassen (s. *Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateur* 1982, Seite 171). Bild 9 zeigt ein Beispiel mit 3 Quarzen, Eingangs- und Ausgangsimpedanz betragen etwa 800 Ω. Die Schaltung stellt Mischstufe, Quarzfilter, ZF-Verstärker und Demodulator für einen einfachen, aber trennscharfen KW-CW-Empfänger dar. Die Quarze EQ1 bis EQ3 haben eine Frequenz von 9 001,50 kHz, für das obere Seitenband hat EQ4 = 8 998,50 kHz, für das untere Seitenband hat EQ4 = 9 001,50 kHz. Für eine Bandbreite von 2 kHz ist $C1 = C4 = 12$ pF und $C2 = C3 = 22$ pF. Bei einer Bandbreite von 1 kHz haben $C1$ bis $C4$ eine Kapazität von 82 pF, bei einer Bandbreite von 800 Hz eine Kapazität von 120 pF. Geeignet sind auch Oberwellenquarze im 27-MHz-Bereich. Als Transistoren eignen sich *SF*-Typen, für VD1 eine HF-Germaniumdiode.

Passives NF-Filter

Mit dem zunehmendem Einsatz des Operationsverstärkers sind für die Einengung des NF-Übertragungsbereichs in Kurzwellenempfängern heute aktive *RC*-Filterschaltungen gegenüber passiven NF-Filtern populär geworden. Und das, obwohl aktive *RC*-Filter nicht problemlos sind. Sie erfordern

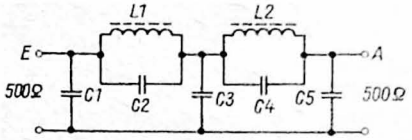


Bild 10
Schaltung eines passiven NF-Filters (f_0 = 3 kHz) [10]

Aufwand und Stromversorgung, produzieren Rauschen, werden durch stärkere Signale übersteuert und lassen sich nicht für beliebig hohe Frequenzen dimensionieren. Solche Nachteile haben passive NF-Filter auf der Basis von Spulen und Kondensatoren nicht. Aber die Zusammenhänge beim Entwerfen passiver NF-Filter (Selektivität, Spulengüte, Genauigkeitswerte, *L*- und *C*-Werte usw.) und die Abneigung gegen das Wickeln hochinduktiver Spulen haben zu unrecht diese Filter verdrängt. Bild 10 zeigt ein passives NF-Filter mit einer oberen Grenzfrequenz von 3 kHz, dessen Durchlaßdämpfung etwa 1 dB beträgt, oberhalb von 3 kHz erreicht die Dämpfung Werte von etwa 50 dB. Die Bauelementewerte sind: *L*1 – 27 mH, *L*2 – 18 mH, *C*1 – 0,22 µF, *C*2 – 82 nF, *C*3 – 0,27 µF, *C*4 – 68 nF, *C*5 – 0,18 µF.

Dipmeterschaltung 1,8 bis 150 MHz

Für Funk- und Elektronikamateure ist bei Arbeiten an HF-Schaltungen ein Dipmeter (Resonanzfrequenzmesser) ein nützliches Prüfmittel. Bild 11 zeigt den Stromlaufplan eines modernen Dipmeters, bestehend aus der Oszillatorstufe VT1 und dem Anzeigeverstärker VT2. Die Schwingamplitude des Oszillators ist mit RP1 regelbar. Als Transistoren eignen sich für VT1 – *BF 245, KP 303* o. ä., für VT2 der Typ *SC 307* o. ä. Als Dioden VD1/VD2 kann man den Typ *SAY 20* o. ä. einsetzen. Spulenwerte werden nicht angegeben, weil sie vor allem vom verwendeten Drehkondensator abhängen. In der Originalarbeit werden zum Aufbau der 6 Steckspulen 3polige NF-Stekker benutzt.

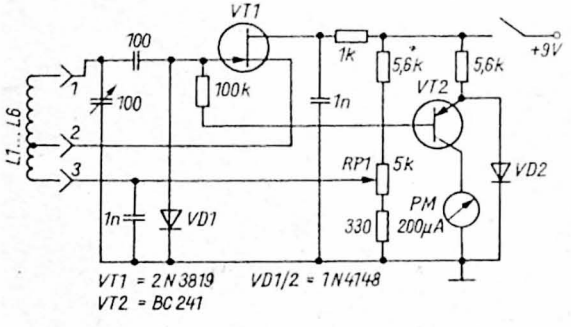


Bild 11 Stromlaufplan für ein Dipmeter mit FET-Oszillator [11]

Antenne für 160-m-Band

Langdrahtantennen für die niederfrequenten KW-Amateurbänder sind lang, sie erfordern viel Platz beim Ausspannen. Bild 12 zeigt einen Halbwellendipol für 160 m mit Koaxialspeisung, wobei die Ausspannlänge durch Falten verkürzt ist. Erforderlich sind mehrere Abstandshalterplatten und 2 Endplatten aus 5 mm starkem Plastmaterial, die Abmessungen sind in Bild 12 angegeben. Durch Kurzschlüsse an den Schleifenenden kann die Antenne im 160-m-Band auf Resonanz abgestimmt werden.

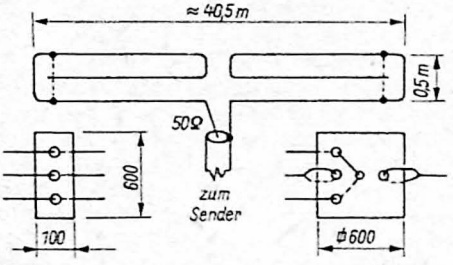


Bild 12
Antenne für das 160-m-Band [12]

Literatur

[1] K. G. Lickfeld, 5-MHz-VFO, DL-QTC, Teil 1 – Heft 6/1986, Seite 325 bis 330, Teil 2 – Heft 7/1986, Seite 385 bis 389.
[2] P. Randlov, Piccolino-Sender, Zeitschrift «OZ», Heft 7/1986, Seite 410.
[3] P. Randlov, 20-m-Sender, Zeitschrift «OZ», Heft 6/1986, Seite 346.
[4] P. Randlov, Einfacher 2-m-Sender, Zeitschrift «OZ», Heft 12/1986, Seite 713/714.
[5] A. Janaczek, Leistungsstufe für den Minitransceiver BARTEK, Radioelektronik (SP), Heft 10/1986, Seite 19 bis 22.
[6] H. Kunter, Kurzwellenempfänger mit Steckspulen, DL-QTC, Heft 7/1986, Seite 392 bis 395.
[7] D. W. Rollema, Reflexionen (Zeitschriftenschau), electron (PA), Heft 5/1986, Seite 210/211.
[8] D. W. Rollema, Reflexionen (Zeitschriftenschau), electron (PA), Heft 1/1986, Seite 9.
[9] N. Illgen, Ladderfilter mit 9-MHz-Quarzen, DL-QTC, Heft 9/1986, Seite 530.
[10] D. W. Rollema, Reflexionen (Zeitschriftenschau), electron (PA), Heft 3/1986, Seite 113 bis 115.
[11] D. W. Rollema, Reflexionen (Zeitschriftenschau), electron (PA), Heft 2/1986, Seite 57.
[12] Anonym, Antenne für das 160-m-Band, RADIO, Heft 1/1986, Seite 58.

Selektivfilter für das 2-m-Band

Siegmar Henschel – Y22QN

Das 2-m-Bandpaßfilter in gedruckter Schaltung nach [1] bringt eine gute Selektionsverbesserung, ist jedoch vom Aufbau her nicht für Handfunksprechgeräte geeignet. Im folgenden soll ein Bandpaßfilter, das sich auch an Handfunkgeräten zwischen Antennenbuchse und Antenne anschließen läßt, erläutert werden.

Bandpaßfilter mit schmalbandigen *L/C*-Kreisen sind zur Nebenwellendämpfung an Senderendstufen wenig geeignet. Da geringe Verstimmungen die Antennenanpassung sehr verschlechtern, ist die Gefahr der Zerstörung der Endstufe durch Fehlanpassung sehr groß. Niederohmige Bandpaßfilter mit etwa 10 MHz Bandbreite bringen wesentlich stabilere Arbeitsverhältnisse. Ein halbes T-Glied, nach [2] berechnet, liefert in der nach Bild 1 ausgeführten Schaltung einen Dämpfungsverlauf gemäß Bild 2a. Die Grunddämpfung ist < 1 dB, die Sperrdämpfung, z. B. bei 216 MHz, die vorrangig bei schlecht abgeglichenen UFT-Handfunksprechern abgestrahlt wird, beträgt mehr als 40 dB.

Bei höherer Störstrahlung sollte ein Bandpaß in π-Schaltung nach Bild 3 eingesetzt werden. Bild 2b zeigt seinen Dämpfungsverlauf. Mit diesem Filter wird auch die 72, ... – MHz-Frequenz mit mehr als 60 dB gedämpft. Bild 4 zeigt einen Aufbauvorschlag, wobei die Gehäusegröße hauptsächlich von den Steckverbindern bestimmt wird. Den Aufbau nimmt man in einem allseitig geschlossenen Metallgehäuse aus verzinntem Eisenblech (Weißblech) oder Messingblech (Stärke 0,3 bis 0,5 mm) vor.

Die Kondensatoren C2b sind Durchführungskondensatoren, sie ragen jeweils in eine Abschirmbox. Stehen keine Durchführungskondensatoren 68 pF zur Verfügung, kann auch ein kleinerer Wert eingesetzt werden, den man mit weiteren, so kurz als möglich eingelöteten Kondensatoren auf 68 pF ergänzt. Für HF-Sendeleistung bis 1 W kann man für C2a einen keramischen Trimmer verwenden, bei größeren Leistungen sind Lufttrimmer er-

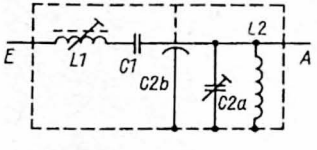


Bild 1
Einfaches Bandpaßfilter für das 2-m-Band, Werte für L und C siehe bei Bild 3

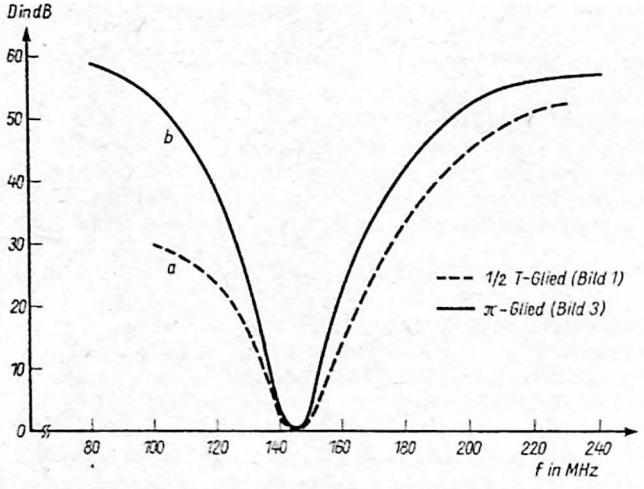


Bild 2 Dämpfungsverlauf der im Beitrag vorgestellten Bandpaßfilter, a – Bandpaßfilter Bild 1, b – Bandpaßfilter Bild 3

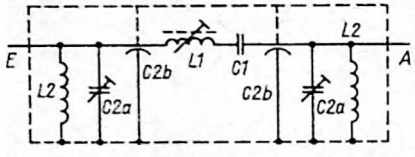


Bild 3
Bandpaßfilter mit erhöhter Sperrdämpfung; C1 – 1,6 pF; C2a – Trimmer 10/40 pF; C2b – Durchführungskondensator 68 pF; L1 – 10 Wdg., 0,5-mm-CuL, auf Spulenkörper T1, Kernmaterial: Manifer 320; L2 – 0,5 Wdg., 0,5-mm-CuL; Spulendurchmesser 5 mm

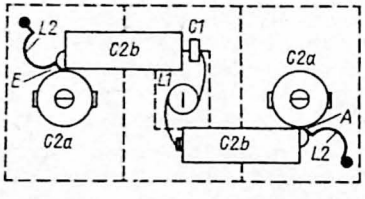


Bild 4
Aufbauvorschlag für das Bandpaßfilter nach Bild 3

forderlich. Alle Zuleitungen sind so kurz wie möglich auszuführen. Es ist auf gute Masseverbindung der Eingangs- und Ausgangsbuchse zu achten.

Zum Abgleich wird das Bandpaßfilter in die Antennenzuleitung zum Empfänger eingeschaltet und alle Kreise in Bandmitte auf Maximum abgeglichen. Anschließend wird es an den Senderausgang angeschaltet und vorsichtig auf minimale Durchgangsdämpfung abgeglichen. Ist der Unterschied der Ausgangsleistung des Senders mit und ohne Filter sehr groß, liegt entweder eine hohe Nebenwellenabstrahlung des Senders vor, oder das Filter ist nicht korrekt abgeglichen.

Literatur

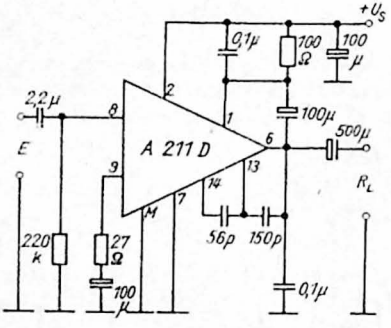
[1] S. Henschel, Nebenwellenfilter für das 2-m-Amateurband, FUNKAMATEUR 1981, Heft 8, Seite 404.
[2] K. Rothammel, Antennenbuch, Berlin 1979, 9. Auflage.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Standardbeschaltung *A 211 D*

Der untenstehende Stromlaufplan zeigt die Standardbeschaltung für den NF-Verstärker-Schaltkreis *A 211 D*. Die Schaltung eignet sich für Batteriebetrieb, wobei der Lautsprecher gegen Masse geschaltet ist. Mit einer Betriebsspannung von 9 V erreicht man eine NF-Ausgangsleistung von etwa 1 W an 8 Ω. Die erforderliche NF-Eingangsspannung ist etwa 10 mV, die Stromaufnahme beträgt bei 1 W etwa 160 mA. Günstig ist eine Kühlfläche von etwa 10 cm² Kupferfläche auf der Leiterplatte. Der Koppelkondensator am Eingang (2,2 µF) sollte kein Elektrolytkondensator sein. Zu vermeiden ist ein Kurzschluß zwischen Ausgang und Masse, da das zur Zerstörung des Schaltkreises führen kann.

K. H. S.



Morsetongeneratoren mit integrierten Schaltkreisen

Ing. Frank Sichla – Y51UO

Morsetongeneratoren werden in der GST-Arbeit immer wieder benötigt. Grundsätzlich sollten sie als Rechteckgeneratoren arbeiten, denn das ermöglicht maximalen Wirkungsgrad und saubere Tastung z. B. über die Betriebsspannung. Von Nachteil sind allerdings die Oberwellen bei langen und unabgeschirmten Zuleitungen, da sie den Rundfunk- und Fernsehempfang stören können. Morsetongeneratoren sollten heute mit IS bestückt sein, denn das bringt folgende Vorteile:

- einfacher, raumsparender Aufbau möglich,
- billig, da Anfalltypen einsetzbar,
- weiter Betriebsspannungsbereich,
- Frequenz ist unabhängig von Betriebsspannung und Last,
- Frequenz und Tastverhältnis sehr gut reproduzierbar,
- über Tastverhältniseinstellung Lautstärke beeinflußbar, ohne daß der Wirkungsgrad abnimmt.

Im folgenden werden 6 Schaltungsvarianten vorgestellt, die mit unterschiedlichen IS arbeiten. Die Stromergiebigkeit kann man z. T. durch Tran-

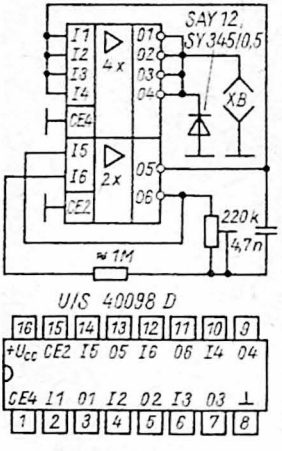


Bild 1
Telegrafie-Tongenerator mit CMOS-Schaltkreis

sistorendstufen erhöhen [1]. Von Leiterplattenvorschlägen wurde abgesehen, da die Vorstellungen zum Aufbau unterschiedlich sein werden.

Bild 1 zeigt einen Tongenerator mit CMOS-Treiber. 2 Inverter bilden dabei den Rechteckgenerator in bekannter Schaltungstechnik, während die anderen Inverter parallelgeschaltet sind und die Endstufe darstellen. Mit dem Einstellregler läßt sich die Frequenz variieren. Das Impuls-/Pausen-Verhältnis ist stets 1:1. Die Betriebsspannung darf im Bereich 3 bis 15 V liegen. Bild 2 zeigt, wie die Ausgangsspannung der 4 parallelgeschalteten Inverter vom Ausgangsstrom abhängt (typisch). Aus dieser Darstellung läßt sich ableiten, daß bei Lastwiderständen $\geq 200\,\Omega$ der Schaltkreis im gesamten Betriebsspannungsbereich nicht überlastet werden kann ($P_{V\max} = 300$ mW). Die Morsegeneratorschaltung nach Bild 3 wurde gemäß der in [2] angegebenen Beschaltung für den *A 910 D* entworfen. Der *A 910 D* ist ein Transistorarray mit komplementären Transistoren, die nur über die Plusleitung oder gar nicht miteinander verbunden sind. Mit dem Einstell-

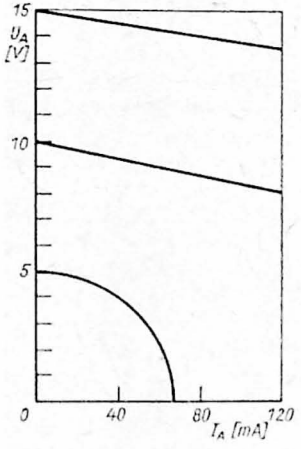


Bild 2
Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom für die Schaltung nach Bild 1 (U_{CC} = 5/10/15 V).

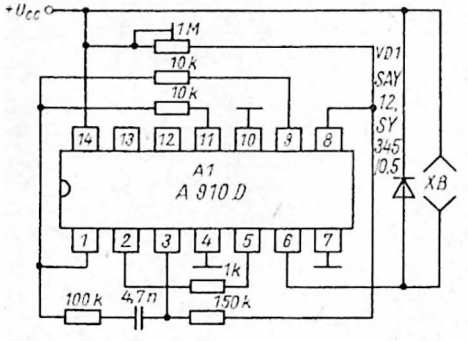


Bild 3
Ein Morsetongenerator mit dem A 910 D

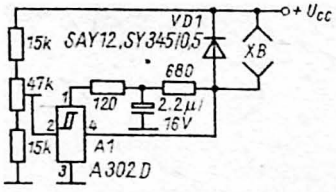


Bild 4
Tongeneratorschaltung mit Schwellenspannungsschaltkreis

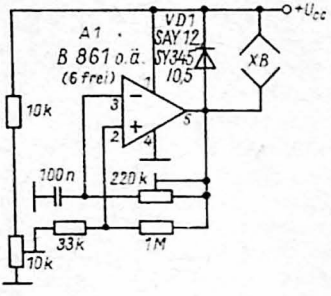


Bild 5
Morsetongenerator mit einfachem OPV

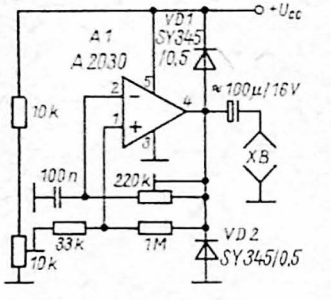


Bild 6
Telegrafie-Tongenerator mit Leistungs-OPV

regler kann man wieder die Frequenz variieren. Die Betriebsspannung darf zwischen 2,8 und 5,6 V liegen (Nennwert: 4 V). Interessant an dieser Schaltung ist der Leistungsausgang: maximal 200 mA dürfen entnommen werden.

In Bild 4 ist eine Applikationsschaltung für einen Tongenerator mit dem *A 302 D* gezeigt. Der Schaltkreis arbeitet als ein von einer betriebsspannungsproportionalen Schwellenspannung gesteuerter Schalter und ist für allgemeine Initiatoranwendungen vorgesehen. Der «Vierbeiner» besteht aus Komparator, Schwellenumschalter und Endstufe. Die zwischen pin 1 und pin 3 anliegende Betriebsspannung muß 2,3 bis 6,3 V betragen. Da U_{CC} mit dieser Spannung nicht identisch ist, kann sie höher gewählt werden (z. B. 9 V). Die Frequenz ist einstellbar. Der Ausgangslaststrom beträgt maximal 60 mA.

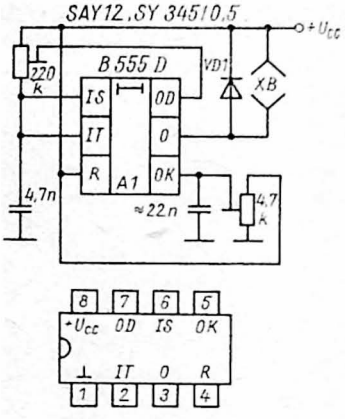


Bild 7
Morseübungsgenerator mit dem B 555 D

Bild 5 und Bild 6 zeigen Telegrafiegeneratoren mit Operationsverstärkern. Diese lassen sich sehr einfach als Rechteckgeneratoren schalten. Gegenüber den eben besprochenen Schaltungen kann dabei das Impuls-/Pausen-Verhältnis in einem weiten Bereich eingestellt werden. Man kann dadurch ein wirkungsvolleres Arbeiten erzielen. Die Frequenz wird durch den Einstellregler 220 kΩ bestimmt. Das Impuls-/Pausen-Verhältnis läßt sich mit dem Einstellregler 10 kΩ zwischen 1:1 etwa 1:10 einstellen. Der arithmetische Mittelwert der Ausgangsspannung entspricht etwa der Spannung am Schleifer. Die Operationsverstärker mit open-collector-Ausgang erlauben maximal 70 mA Laststrom. Sie arbeiten schon ab $U_{CC} = 3$ V (Betriebswert). Größere Ströme liefert der Leistungsoperationsverstärker. Der Ausgang ist zudem noch kurzschlußfest. Die laut Datenblatt erforderliche Betriebsspannung von mindestens 12 V (±6 V) kann aber manchmal ungünstig sein.

Im Reigen der Rechteckgeneratorschaltungen darf der «Alleskönner» *B 555 D* nicht fehlen (Bild 7). Bei der gezeigten Schaltungsvariante kann man ebenfalls das Tastverhältnis beeinflussen (Einstellregler 220 kΩ). Diese Einstellung ist allerdings nicht ohne Auswirkung auf die Frequenz. Ein wechselseitiger Abgleich auf optimale Lautstärke und Frequenz läßt sich nicht umgehen.

Literatur

[1] F. Sichla, Der Timer B 555 D und seine Möglichkeiten der Tonerzeugung, FUNKAMATEUR 35 (1986) Heft 1, Seite 14, Heft 2, Seite 66.
[2] K. Schlenzig, Ruhestromfreier Signalgenerator, radio–fernsehen–elektronik 29 (1980) Heft 4, Seite 261.

Kombinierter Empfangsumsetzer für AM- und FM-Empfang

HS-Ing. Wolfgang Kleber

Es bestand die Aufgabe, den Empfangsbereich eines UKW (CCIR-Stereo)/MW-Autoempfänger so zu erweitern, daß auch der Empfang des OIRT-Bands 66 bis 73 MHz und des 49-m-KW-Bands möglich wird. Mit einem kombinierten Empfangsumsetzer (-konverter) als Vorsatzgerät für diese Bänder ist die Erweiterung ohne jeglichen Eingriff in den Autoempfänger möglich. Gerade im sozialistischen Ausland und in den grenznahen Gebieten zur VRP und ČSSR kann das OIRT-Band sehr gut empfangen werden. Ein Autoempfänger, der «nur» über einen UKW- und MW-Bereich verfügt, kann so zu einem Universalempfänger erweitert werden. Die nachfolgend beschriebene Schaltung gestattet die

- Umsetzung des OIRT-Bands 66 bis 73 MHz auf das CCIR-Band 100 bis 107 MHz,
- Umsetzung des KW 49-m-KW-Bands auf den MW-Bereich 600 bis 800 kHz.

Durch einfache Änderungen der Oszillatorfrequenzen und der Vorkreise können zur weiteren universellen Ergänzung fehlender bzw. zusätzlich gewünschter FM- und AM-Empfangsbereiche noch folgende interessante Kombinationen genannt werden.

FM-Teil

- Umsetzung des CCIR-Bands auf OIRT (bei OIRT-Empfängern),
- Umsetzung des 2-m-Bands auf CCIR bzw. OIRT,
- Umsetzung eines VHF-Kanals auf CCIR bzw. OIRT,

– Umsetzung eines Kanals im Band I auf das Band III oder umgekehrt.

AM-Teil

– Umsetzung der LW auf MW,
– Umsetzung eines KW-Rundfunkbands auf LW,
– Umsetzung eines KW-Amateurfunkbands auf MW bzw. LW.

Es können durch zusätzliche Umschaltmöglichkeiten mehrere FM- bzw. AM-Bänder wahlweise empfangen werden. Den individuellen Wünschen des Anwenders sind dabei kaum Grenzen gesetzt.

Konstruktiver Aufbau

Der kombinierte Empfangskonverter besteht aus einem AM- und einem FM-Teil (Bild 1 und Bild 2). AM- und FM-Teil werden über 2 unabhängige Tastenschalter (Bild 3) ein- bzw. umgeschaltet. Bei ausgeschaltetem Empfangskonverter wird das Antennensignal durchgeschleift. Bei eingeschaltetem Empfangskonverter muß bei Empfang des OIRT-Bands am Autoempfänger das CCIR-UKW-Band und bei Empfang des 49-m-Bands die MW eingestellt werden. Die Schaltzustände werden durch 2 LED angezeigt (Bild 3). Die Leiterplatte des Empfangskonverters (Bild 4) wurde in ein flaches kupferkaschiertes Kästchen 103 mm × 78 mm × 35 mm eingebaut und ist damit gleichzeitig abgeschirmt. Die Tastenschalter I/II und die 2 LED befinden sich an der Vorderseite. Sicherungselement, Antennenbuchse sowie Kabel des Ausgangs und der Stromversorgung liegen an der Rückseite.

Der Empfangskonverter wurde im Fahrzeug unter dem Autoempfänger angebracht. Die Stromversorgung wird über die Bordspannung vorgenommen. Für eine gute Entstörung, besonders bei Fahrzeugen mit Drehstromlichtmaschine, ist in die Plusleitung eine Entstördrossel für FM einzufügen. In den Stromlaufplänen (Bild 1 und Bild 2) und auf der Leiterplatte (Bild 4) sind zur besseren Übersicht und als Verdrahtungshilfe die Knotenpunkte numeriert, so daß man die Leiterplatte danach bestücken kann. Die Tastenschalter sind mit isolierten Drahtbrücken auf der Leiterplatte zu verdrahten. Das Ausgangskabel ist ein Koaxkabel und sollte nicht länger als 20 bis 25 cm sein. Der Antennentrimmer des Autoempfängers muß bei eingeschleiftem Empfangskonverter nachgeglichen werden.

Schaltungsbeschreibung FM-Teil (Bild 1)

Das Antennensignal gelangt über die Tastenschalter I und II auf den UKW-Eingangshochpaß. Alle Frequenzen oberhalb 60 MHz werden in der breitbandigen Vorstufe mit VT1 verstärkt und an der Basis von VT2 mit der Oszillatorfrequenz gemischt. Die entstandene ZF wird mit VT2 weiterverstärkt und gelangt an den Ausgang. Die Gegenkopplungen von VT1 und VT2, der Eingangshochpaß und die Spannungsstabilisierung des Oszillators sind für ein stabiles Arbeiten notwendig. Die Oszillatorfrequenz liegt über der Emp-

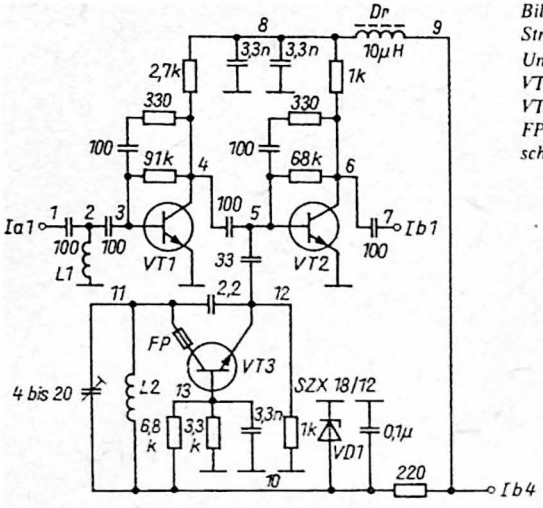


Bild 1
Stromlaufplan des UKW-Umsetzers OIRT/CCIR; VT1/2 – SF 245/SF 136, VT3 – SF 235/SF 136, FP – Ferritperle, Ia1 – Anschlüsse Tastenschalter I

fangsfrequenz und beträgt 173 MHz. Damit wird das OIRT-Band 66 bis 73 MHz gespiegelt auf 100 bis 107 MHz umgesetzt.

(1) $f_{e1} = f_{z1} - f_o$ $\quad -6600\ \text{MHz} = 107\ \text{MHz} - 173\ \text{MHz}$

(2) $f_{e2} = f_{z2} - f_o$ $\quad -73\ \text{MHz}^{®}15 = 100\ \text{MHz} - 173\ \text{MHz}$

Da die Schaltung im Breitbandbetrieb arbeitet, kommt es bei Einstellung einer ZF gleichzeitig zu 2 Empfangsfrequenzen, weil auch das Summensignal gebildet wird.

(3) $f_{e1} = f_{z1} + f_o$ $\quad 280\ \text{MHC} = 107\ \text{MHz} + 173\ \text{MHz}$

(4) $f_{e2} = f_{z2} + f_o$ $\quad 273\ \text{MHC} = 100\ \text{MHz} + 173\ \text{MHz}$

Gleichzeitig wird die Frequenz 273 bis 280 MHz auf 100 bis 107 MHz umgesetzt. Da dieser Bereich nicht mit Rundfunk- oder Fernsehsendern belegt ist, kommt es bei Betrieb des Empfangskonverters im Auto mit der Stabsantenne zu keinen störenden Einflüssen. Es könnte bei Realisierung des OIRT-Bands auch mit einer Oszillatorfrequenz von 34 MHz gearbeitet werden, wobei die 2. Empfangsfrequenz dann bei 134 bis 141 MHz liegt. Das 2-m-Amateurfunkband ließe sich damit leider nicht gleichzeitig verwirklichen.

Schaltungsbeschreibung AM-Teil (Bild 2)

Der KW-Teil besteht aus 2 Vorkreisen, einer 1stufigen Breitbandverstärkerschaltung und dem Oszillator. Der Oszillator wird an die Basis von VT4 angekoppelt. Das Antennensignal gelangt über die Tastenschalter I und II auf das auf Bandbetrieb abgestimmte Vorkreisfilter, wird an der Basis von VT4 mit der Oszillatorfrequenz gemischt, weiterverstärkt und erreicht dann den

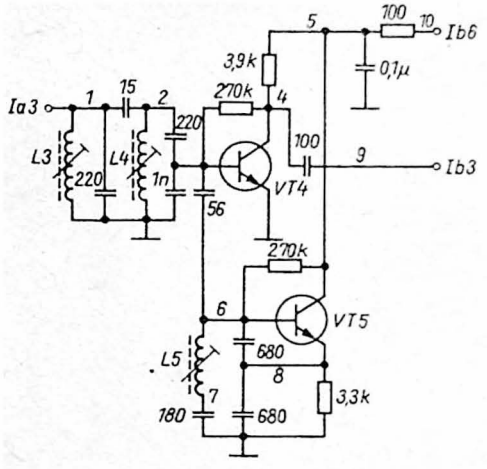


Bild 2
Stromlaufplan des KW-Umsetzers (49-m-Band); VT4/5 – SF215

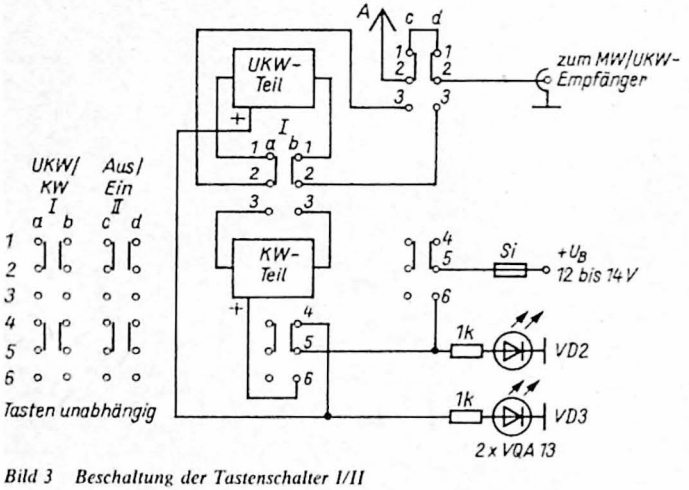


Bild 3 Beschaltung der Tastenschalter I/II

Ausgang. Die Oszillatorfrequenz liegt unterhalb der Eingangsfrequenz und beträgt 5,4 MHz.

(3) $f_{e1} = f_{z1} + f_o$ 6,0 MH00z = 0,6 MHz + 5,4 MHz

(4) $f_{e2} = f_{z2} + f_o$ 6,2 MH00z = 0,8 MHz + 5,4 MHz

Damit wird das 49-m-Band (6,0 bis 6,2 MHz) auf 600 bis 800 kHz umgesetzt. Durch das selektive Eingangsbandfilter kommt es zu keinem Empfang einer Spiegelfrequenz. Das Eingangsbandfilter muß mit angeschlossener Stabantenne abgeglichen werden.

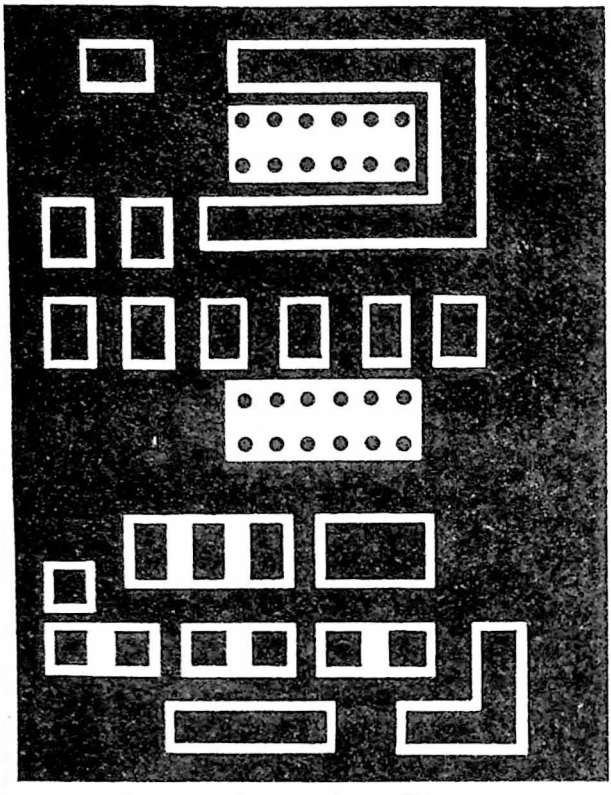


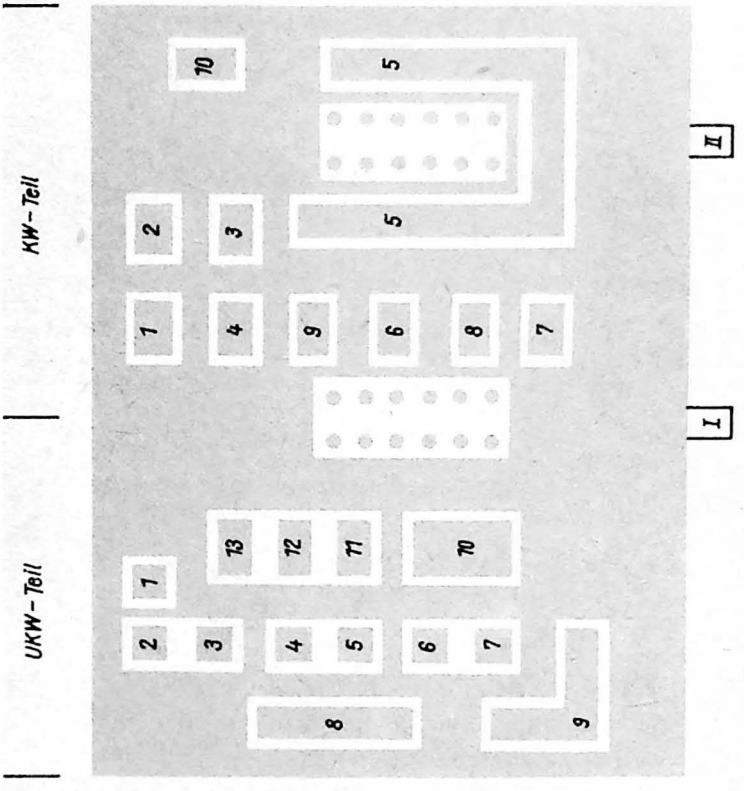
Bild 4 *Leiterplattenlayout des Empfangsumsetzers; Cevausit 100 mm × 75 mm einseitig kaschiert, Bauelemente auf Leiterseite, Tastenschalter auf Rückseite anordnen*

Bild 5 *Leiterplattenlayout mit der Ziffernbezeichnung der Knotenpunkte zur Verdrahtungshilfe*

Betriebserfahrungen

Der beschriebene Konverter arbeitet seit 3 Monaten zur Zufriedenheit in einem PKW *Trabant*. Bei Fahrten in die ČSSR konnte das FM-Teil besonders gut getestet werden. Das 49-m-Band wird auf der MW etwas gedrängt wiedergegeben. Eine Umsetzung auf LW, soweit das der Nachsetzempfänger gestattet, wäre günstiger, da sich das Band dann gespreizter wiedergeben ließe.

Auch an Heimgeräten ist der Konverter einsetzbar, sollte aber wegen der erhöhten Kreuzmodulationsanfälligkeit, die die vorgestellte Schaltung besonders im FM-Teil wegen ihrer Breitbandigkeit aufweist, nicht mit vorgeschaltetem Verstärker betrieben werden. In speziellen Anwendungsfällen an Hochantennen muß man im FM-Teil selektive Eingangskreise vorsehen, die auch abstimmbar sein können. Die Schaltung läßt sich aber im FM-Teil ohne zusätzliche Vorkreise universell für beliebige Bänder an einer Stabantenne einsetzen, wobei der gleichzeitige Empfang der Spiegelfrequenz bei



einigen aufgeführten Kombinationen zusätzliche Empfangsmöglichkeiten bietet.

Spulendaten

$L1$ – 8,5 Wdg., 0,5-mm-CuL, Luftspule
$L2$ – 4 Wdg., 0,5-mm-CuL, Luftspule
$L3/L4$ – 25 Wdg., 0,25-mm-CuL } Spulenkörper mit
$L5$ – 30 Wdg., 0,25-mm-CuL } Abgleichkern

Literatur

[1] M. Grabner/G. Griesser, UKW-Bandkonverter für CCIR- auf OIRT-Norm als Vorsatzgerät, FUNKAMATEUR 32 (1983) Heft 9, Seite 432 und 433.
[2] K.-H. Schubert, Internationale Schaltungsrevue «Amateurfunk», Elektronisches Jahrbuch 1984, Seite 225 bis 227, Berlin 1983.
[3] G. Gerlach, Breitband-Verstärkeranlage für den VHF/UHF-Bereich, FUNKAMATEUR 32 (1983) Heft 6, Seite 278 bis 280.

Gisbert Holz

Mehrkanalpegelprüfer in TTL-Technik

Beim Aufbau umfangreicherer Digitalschaltungen oder bei der Reparatur solcher Schaltungen ist oftmals die Überwachung der Funktion mit einem einfachen Pegelprüfstift, z. B. *PS 101*, umständlich und unübersichtlich. In der professionellen Praxis verwendet man in solchen Fällen auf den Schaltkreis aufsteckbare Logiktester, die den Pegel an jedem Stift anzeigen, oder Mehrkanaloszillografen. Den meisten Elektronikamateuren stehen beide Möglichkeiten nicht zur Verfügung. Als Ausweg kann man den beschriebenen Mehrkanalpegelprüfer verwenden, der ohne Schwierigkeiten auch auf mehr als 3 Kanäle erweitert werden kann. Dieses Gerät liefert allerdings keine Aussage über die Impulsform, und es kann auch nicht die schnellen Impulsfolgen wie ein Oszillograf anzeigen.

Funktion des Pegelprüfers

Der Mehrkanalpegelprüfer ist mit 3 identischen Kanälen aufgebaut und lehnt sich stark an die statische Pegelanzeige des TTL-Pegelprüfstifts *PS 101* an. Da der IS im Prüfstift bei Einkanalausführung nicht voll genutzt wird und nur einfache Negatoren erforderlich sind, bot sich der Einsatz eines *P 204* für eine Dreikanalanzeige an. Nachfolgend wird deshalb nur der Kanal 1 beschrieben (Bild 1).

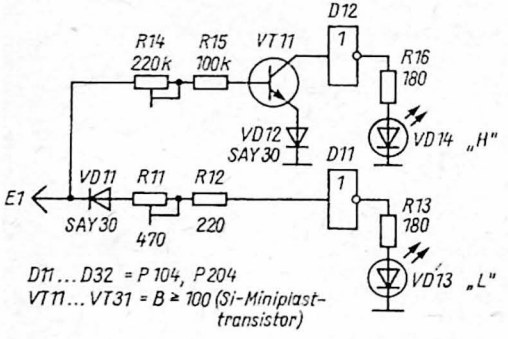


Bild 1
Schaltung eines Kanals des Mehrkanalpegelprüfers

Wenn am Eingang E1 L-Pegel anliegt, ist der Transistor VT11 gesperrt. Deshalb liest das Gatter D12 H-Pegel und hält seinen Ausgang auf L. Dadurch fließt durch die LED VD14 kein Strom, und die Anzeige bleibt dunkel. Über die Widerstände *R*11 und *R*12 sowie die Diode VD11 kann aus dem Eingang des Gatters D11 ein Strom fließen; am Gattereingang stellt sich eine Spannung ein, die noch unterhalb der Umschaltspannung des Gatters von 1,4 V liegt. Deshalb ist der «obere» Ausgangstransistor des Schaltkreises durchgesteuert und über ihn, den integrierten Schutzwiderstand und die integrierte Diode, fließt ein Strom in die LED VD13, der durch den Widerstand *R*13 begrenzt wird. *R*13 bestimmt damit die Helligkeit der Anzeige des L-Pegels und ist als Kompromiß zwischen guter Erkennbarkeit der Anzeige und Stromaufnahme eventuell zu verändern. Steigt die Spannung am Eingang E1 auf einen Wert oberhalb des zulässigen L-Pegels, wird auch die Umschaltspannung am Gattereingang überschritten, und die LED VD13 erlischt.

Bei offenem Eingang E1, bzw. wenn dieser Eingang an einen offenen Gattereingang angeschlossen wird, verhält sich Gatter D11 als Gatter mit offenem Eingang, d. h., sein Ausgang geht auf L-Potential, und VD13 ist dunkel. Da in diesem Fall in die Basis des Transistors VT11 kein Strom fließt, bleibt dieser gesperrt, und VD14 ist ebenfalls dunkel. Damit läßt sich der «verbotene Bereich» eindeutig erkennen.

Steigt die Spannung am Eingang E1 auf den H-Pegel, kann über die Widerstände *R*14 und *R*15 ein Strom in die Basis des Transistors VT11 fließen, die diesen durchsteuert und damit die Spannung am Eingang des Gatters D12 unter die Umschaltspannung senkt. Der Ausgang von D12 geht deshalb auf H-Pegel, und die LED VD14 leuchtet auf, wie oben für VD13 bei L-Pegel am Eingang E1 beschrieben.

Bei höheren Pegeln an E1 sperrt die Diode VD11. Dadurch und durch die Widerstände *R*11 und *R*12 werden die Eingangsströme dieses Pegelprüfers so weit gesenkt, daß die Belastung des Prüflings in beiden logischen Zuständen unter einer Einheitslast liegt. Eine kapazitive Überbrückung der Widerstände ist in diesem Fall nicht erforderlich, weil sich das Gesamtgerät nur für die Verarbeitung niedriger Impulsfolgefrequenzen eignet.

Die Stromversorgung wird im Mustergerät durch 3 Bleiakkumulatoren 2 V/0,5 Ah vorgenommen. Zur Absenkung der Versorgungsspannung ist eine Siliziumdiode *SY 200* vorgesehen. Ein Elektrolytkondensator (100 µF) und ein *Epsilan*-Kondensator (33 bis 68 nF) komplettieren die Stromversorgung.

Aufbau des Geräts

Das Mustergerät wurde vom Autor in einen ELRADO-Transportkasten 132 mm × 86 mm × 55 mm eingebaut. Bild 2 und Bild 3 zeigen die Leiterplatten und die Bestückungspläne. Zur größeren Freizügigkeit im Aufbau wird für die LEDs eine gesonderte Leiterplatte verwendet, die an der Frontplatte des Geräts anzubringen ist.

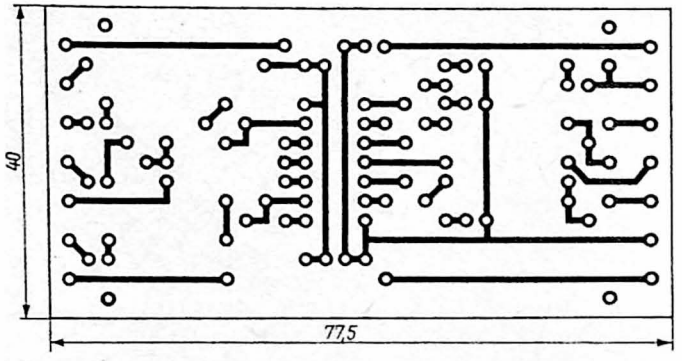
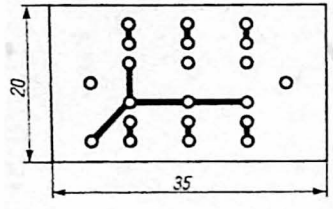
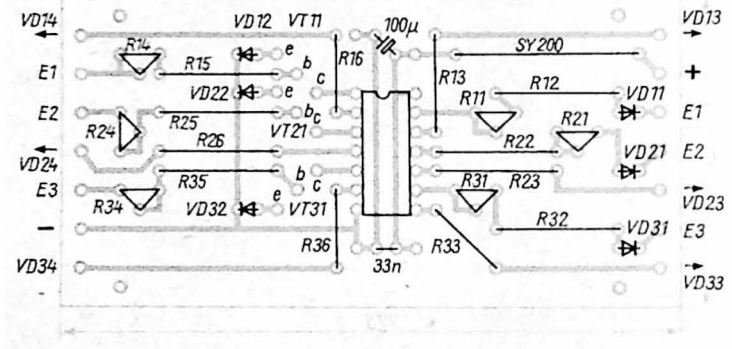


Bild 2
Leiterführung der Leiterplatten für 3 Kanäle





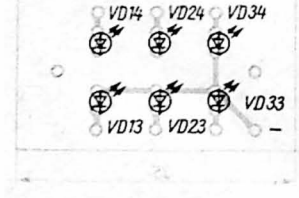


Bild 3
Bestückungspläne der Leiterplatten nach Bild 2

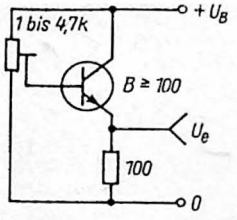


Bild 4
Hilfsschaltung zur Einstellung der Pegelwerte

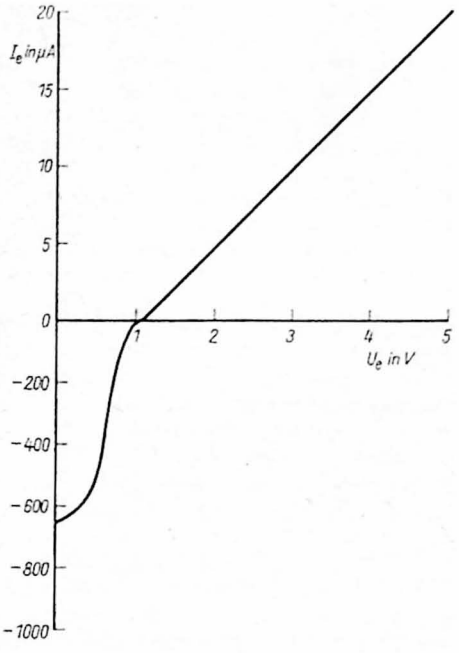


Bild 5
Eingangskennlinie eines Kanals bei Einstellung der Pegelwerte 0,4 und 2,4 V bei 5 V Betriebsspannung

Für den Anschluß der Prüfschnüre wird eine *Zeibina*-Buchsenleiste vorgesehen, die dem relativ kleinen Aufbau entgegenkommt. Die zugehörige Messerleiste demontiert man und versieht die Stecker mit möglichst dünnen Litzen. Diese werden in die zu prüfende Schaltung eingelötet. 2 Anschlüsse der Buchsenleiste sind direkt mit den Akkumulatoren verbunden. Dadurch können sie nachgeladen werden, ohne das Gerät zu öffnen.

Einstellung des Geräts

Für die Einstellung des Pegelprüfers verwendet man zweckmäßig die Hilfsschaltung nach Bild 4. Mit dem Einstellwiderstand stellt man diese so ein, daß am Emitterwiderstand 0,4 V anliegen. Dann werden nacheinander die Eingänge E1 bis E3 angeschlossen und $R11$, $R21$ und $R31$ so eingestellt, daß die zugehörigen LED verlöschen. Anschließend werden am Emitterwiderstand 2,4 V eingestellt und mit $R14$, $R24$ und $R34$ die H-Pegel für die drei Kanäle abgeglichen. Wenn man auf die Störabstände der Industrie verzichtet, lassen sich auch andere Pegelwerte einstellen (bis 0,8 V für L-Pegel und über 2,0 V für H-Pegel). Bild 5 zeigt die Eingangskennlinie eines Kanals, eingestellt auf 0,4 und 2,4 V.

Dichtemeßgerät für das Fotolabor

Reiner Müller

Das Dichtemeßgerät arbeitet mit dem integrierten Schwellwertschaltkreis *A 302 D* bzw. *A 902 D* und gestattet die Messung der Negativdichte beim Vergrößerungsprozeß im Fotolabor. Mit der Probestreifenmethode kann für die jeweilige Papiersorte der Empfindlichkeitswert festgestellt werden. Dieser Wert bildet die Grundlage für die folgenden Messungen, wobei die Belichtungszeit konstant bleiben muß. Neben der unterschiedlichen Negativdichte geht auch der Vergrößerungsmaßstab mit in die Messung ein.

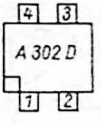


Bild 1 Anschlußbelegung des A 302 D bzw. A 902 D

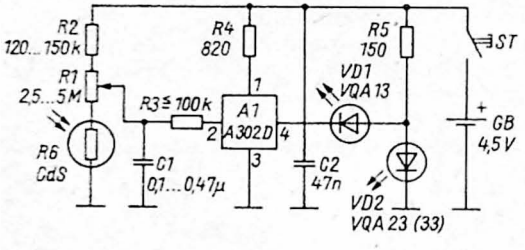


Bild 2 Stromlaufplan eines Dichtemessers mit optischer Anzeige

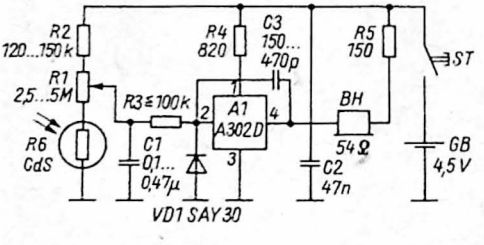


Bild 3 Stromlaufplan eines Dichtemessers mit akustischer Anzeige

Stromlaufplan

Die Schaltung weist keine Besonderheiten auf und stützt sich im wesentlichen auf den in [1] veröffentlichten Universalschalterbaustein. Dort findet man auch eine ausführliche Beschreibung. Der Stromlaufplan wurde dem speziellen Verwendungszweck entsprechend umdimensioniert. Als lichtempfindliches Bauelement verwendet man einen möglichst großflächigen CdS-Fotowiderstand $R6$. Durch den Spannungsteiler mit $R1$ wird der Umschaltpunkt eingestellt. Dazu sind 2 Varianten vorgesehen:
1) optische Anzeige mit 2 unterschiedlichfarbigen LED (Bild 2),
2) akustische Anzeige mit Hörkapsel (Bild 3).
Die Schaltung arbeitet im zweiten Fall als lichtabhängiger Tongenerator.

Da bei Arbeiten im Fotolabor von annähernd konstanten Temperaturbedingungen ausgegangen werden kann, dürfte die Temperaturabhängigkeit der Schaltung kaum Einfluß auf das Meßergebnis haben.

Meßvorgang

Um die Vorteile des Dichtemeßgeräts voll auszunutzen, sind folgende Voraussetzungen notwendig:
- Verwendung einer konstanten Belichtungszeit (z. B. 5 s),
- Vergrößerungsobjektiv mit Blendenstellhebel und möglichst ohne Rastblende (Rastblende kann man in Feinmechanikerwerkstatt entfernen lassen oder Nutzung eines älteren Normalobjektivs mit Vorwahlblende als Ersatz für Vergrößerungsobjektiv),
- einschwenkbare Streuscheibe für integrale Messungen.

Zweckmäßig läßt sich dazu die Halterung für das Rotfilter verwenden. Streuscheiben kann man sich aus farblosem Plastmaterial durch Aufrauhen mit feinem Schmirgelpapier herstellen.

Bevor der eigentliche Meßvorgang beginnt, ist durch die Probestreifenmethode bei einem Testnegativ der exakte Blendenwert bei vorgegebener Belichtungszeit für die zu verwendende Papieremulsion zu ermitteln. Die-

ser Wert kann nun am Meßgerät in der Skale gespeichert werden, wenn das Dichtemeßgerät mit dem lichtempfindlichen Bauelement senkrecht unter die Objektivöffnung bei eingeschwenkter Streuscheibe auf das Grundbrett gebracht wird. Durch langsames Drehen des Empfindlichkeitsreglers $R1$, mit Rücksicht auf die Trägheit des CdS-Fotowiderstands, wird der Umschaltpunkt des Schwellwertschalters eingestellt. Bei Variante 1 durch Aufleuchten einer roten LED bei gleichzeitigem Verlöschen einer grünen bzw. gelben LED. Nach Variante 2 stellt man das Potentiometer so ein, daß der Tongenerator nicht mehr schwingt. Die nun gefundene Potentiometerstellung entspricht dem Empfindlichkeitswert der jeweiligen Papieremulsion, das wird auf der Skale vermerkt.

Bei den nun folgenden Messungen anderer Negativdichten ist der beschriebene Arbeitsablauf genauso zu wiederholen, nur mit dem Unterschied, daß der eingestellte Umschaltpunkt durch Veränderung der Objektivblende erreicht wird. Damit paßt man bei jeder Messung die Beleuchtungsstärke an die vorgegebene Belichtungszeit an.

Hinweise zum Aufbau

Der Schaltungsaufbau kann raumsparend auf einer Streifenleiterplatte vorgenommen werden. Es läßt sich aber auch vorteilhaft der Leiterplattenvorschlag aus [1] nutzen. Ansonsten richten sich die Abmessungen des Geräts hauptsächlich nach dem zu verwendenden Batterietyp (Flachbatterie, $3\times$ $R6$-Zellen), Potentiometer und Hörkapsel (nur Variante 2). Als Einschalttaste fungiert ein Mikroschalter, den man so am Gehäuseboden befestigt, daß der Stößel durch die Auflagekraft des Geräts betätigt wird.

Während des Nichtgebrauchs genügt geringfügiges Ankanten des Geräts auf der Ablage, um es selbsttätig auszuschalten. Bei der Gehäusegestaltung ist jeweils von der aktuellen Materialsituation auszugehen. Für das Mustergerät wurde Suralin verwendet. Es konnten recht handliche Abmessungen von 115 mm × 65 mm × 45 mm erzielt werden (Bild 4).

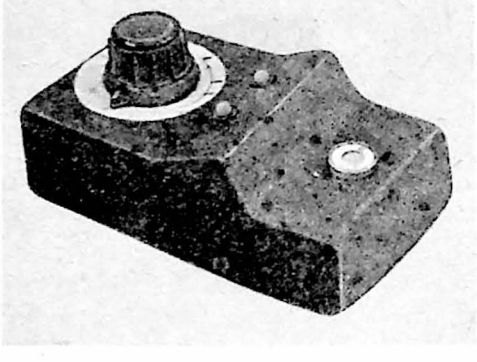


Bild 4
Gesamtansicht des Dichtemessers mit optischer Anzeige

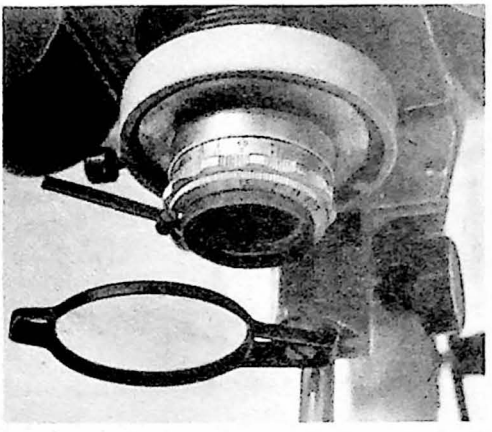


Bild 5
Ansicht des Blendenstellhebels und der Streuscheibe am Vergrößerungsgerät

Literatur

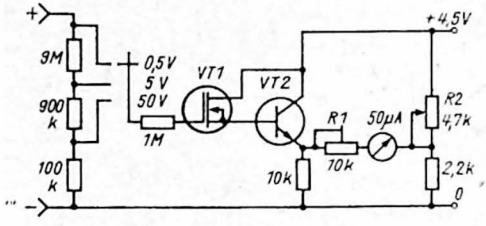
[1] K. Schlenzig, Schaltkreismosaik I, Original-Bauplan Nr. 46, Berlin 1981.
[2] W. Müller, Elektronische Hilfsgeräte für das Fotolabor, Amateurreihe electronica, Band 211, Berlin 1983.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Hochohmiges Gleichspannungsmeßgerät

Der untenstehende Stromlaufplan zeigt ein einfaches, hochohmiges Gleichspannungsvoltmeter mit 3 Meßbereichen (0 bis 0,5 V, 0 bis 5 V, 0 bis 50 V). Der Eingangswiderstand ist 10 MΩ, so daß Meßobjekte kaum belastet werden. Mit dem Einstellregler *R*1 wird der Skalenendausschlag festgelegt. Der Skalennullpunkt ist mit dem Potentiometer *R*2 vor dem Meßvorgang einzupegeln. Für den Eingangsspannungsteiler (9 MΩ/900 kΩ/100 kΩ) müssen die Widerstände genau ausgemessen oder Widerstände mit 1 % Genauigkeit verwendet werden. Als Transistoren eignen sich für VT1 SFET- oder MOSFET-Typen, für VT2 Silizium-npn-Kleinleistungstransistoren.

K. H. S.



Voltmeter mit *A 277 D*

Mit dem LED-Ansteuer-Schaltkreis *A 277 D* lassen sich vom Elektronikamateur viele Anzeigen realisieren, für die ursprünglich ein Meßwerk erforderlich war. Im Beitrag wird ein Voltmeter beschrieben, das vorwiegend für den Maximum/Minimum-Abgleich an Baugruppen, meist im HF-Bereich, gedacht ist. Dafür ist der *A 277 D* gut geeignet, da er den problemlosen Aufbau eines solchen Voltmeters erlaubt.

Der *A 277 D* hat 2 Eingänge U_{ref}, die die Einstellung des Meßbereichs ermöglichen. Am Stift 16 wird U_{refmin} eingestellt. Das ist die Spannung, bei der der Schaltkreis mit der Anzeige «beginnt». Am Stift 3 wird U_{refmax} eingestellt. Das ist die Spannung, bei der die Anzeige «endet». Beide Spannungen dürfen maximal 6,2 V betragen, so auch die Steuer-(Eingangs-)Spannung am Stift 17. Über Stift 2 kann die Helligkeit der Anzeige-LED

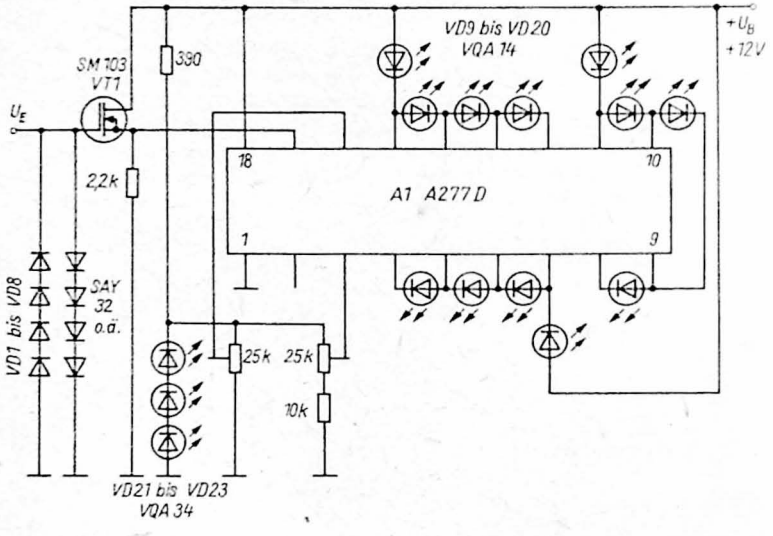


Bild 1 Stromlaufplan des Voltmeters mit A 277 D

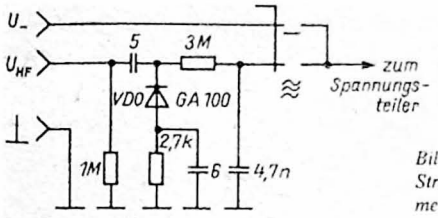


Bild 2
Stromlaufplan HF-Gleichrichtung des Voltmeters

eingestellt (reduziert) werden. Im Mustergerät bleibt jedoch diese Möglichkeit ungenutzt, so daß die LED mit maximaler Helligkeit leuchten. Nähere Angaben zum *A 277 D* findet der Leser in [1].

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des Voltmeters. Der *A 277 D* wird durch die LED so beschaltet, daß sich eine Leuchtbandanzeige ergibt, d. h., mit steigender Eingangsspannung steigt die Anzahl der leuchtenden LED. Eine stromgünstigere Punktanzeige ist möglich, aber nach Meinung des Autors für diesen Einsatzfall des *A 277 D* ungünstig. Der interessierte Leser findet Aussagen zur Punktanzeige ebenfalls in [1].

Um einen hohen Eingangswiderstand zu erreichen, schaltet man dem *A 277 D* einen *SM 103* vor (VT1), der mit einer Gatevorspannung von 0 V betrieben wird. Beim *SM 103* fließt dabei bereits ein Drainstrom, der am Sourcewiderstand (2,2 kΩ) einen Spannungsabfall hervorruft. Diese Spannung wirkt bereits als Steuerspannung für den *A 277 D*, obwohl die Eingangsspannung 0 V ist. Mit dem Einstellregler U_{refmin} stellt man am Stift 16 die Spannung auf denselben Wert wie an der Sourceelektrode von VT1 ein, dadurch erkennt der *A 277 D* seine Steuerspannung als 0 V an. Anschließend wird an das Gate von VT1 eine Spannung von 1,2 V gelegt und mit dem Einstellregler U_{refmax} die Spannung am Stift 3 so eingestellt, daß alle 12 LED des Anzeigebalkens leuchten. Mit dieser Einstellung erreicht man, daß einer LED 0,1 V zugeordnet werden. Das entspricht der mit *A 277 D* realisierbaren Spannungsaufteilung bzw. Empfindlichkeit (allerdings bezogen auf den *A 277 D*, durch einen Vorverstärker läßt sich eine kleinere Spannung bzw. größere Empfindlichkeit erreichen).

Sollte die Spannung über dem Sourcewiderstand bereits so groß sein, daß die beschriebene Einstellung nicht möglich ist, so muß man diesen unter Beachtung des maximalen Drainstroms verringern.

Die Leuchtdioden VD21/VD23 erzeugen eine Vorspannung für die Referenzeingänge von etwa 6 V (gleichzeitig wird auch auf maximal 6 V begrenzt). VD21/VD23 wirken dabei gleichzeitig als Betriebsanzeige des Voltmeters. Soll darauf verzichtet werden, so kann für VD21/VD23 eine 6,2-V-Z-Diode (z. B. *SZX 19/6,2*) eingesetzt werden. Die Dioden VD1 bis VD8 schützen den Eingang von VT1 gegen Überspannung.

Für die volle Ausleuchtung der Skale werden am Gate von VT1 1,2 V benötigt. Um mehrere Meßbereiche zu realisieren, ist am Eingang ein umschaltbarer Spannungsteiler vorgesehen, der in Bild 5 wiedergegeben wird. Auf der Leiterplatte (Bild 3) wurde ein *Febana*schalter (klein, Fertigungsprogramm II) angeordnet, an den man die einzelnen Widerstände direkt an-

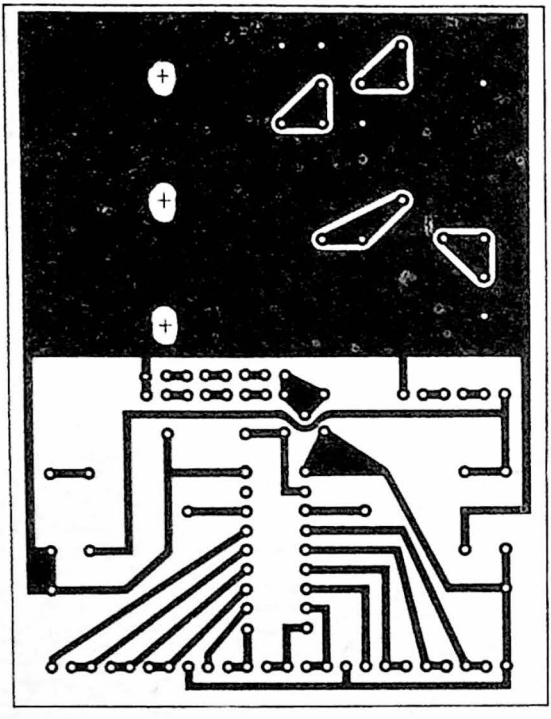


Bild 3 Leitungsführung der Leiterplatte des Voltmeters

lötet. Der Spannungsteiler läßt sich für jeden Anwendungsfall frei dimensionieren. Dazu ist die Berechnungsgrundlage für den interessierten Leser in [2] zu finden, falls nicht der Spannungsteiler des Mustergeräts verwendet werden soll.

Da das Voltmeter vorwiegend für HF-Messungen eingesetzt werden sollte, wird ebenfalls eine HF-Gleichrichtung (Bild 2) auf der Leiterplatte mit vorgesehen, die aus [2] entnommen ist. Der Aufbau des Voltmeters ist sehr einfach, da die Leiterplatte in ein Gehäuse aus kupferkaschiertem Material eingelötet wird. Nach oben deckt man die Leiterplatte mit dünnem Alublech ab, in das die Öffnungen für die LED und die *Febana*-Schalterachse eingebracht werden. Weiterhin kommen in die Seitenwände der Umschalter für HF- und Gleichspannungsmessung sowie die Meßbuchsen.

Die Spannungsversorgung nimmt man über eine 2adrige Verbindung aus einem Universalnetzteil vor.

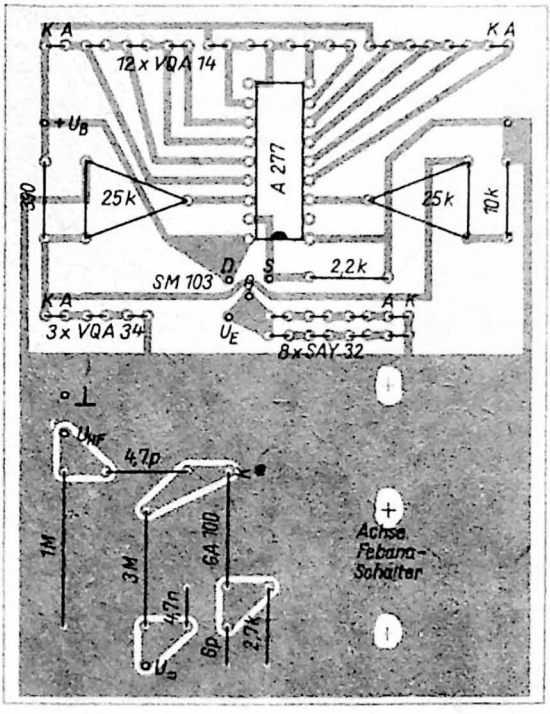


Bild 4 Bestückung der Leiterplatte nach Bild 3

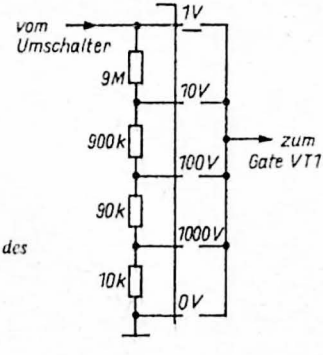


Bild 5
Spannungsteiler für die Meßbereiche des Voltmeters

Literatur

[1] Autorenkollektiv, A 277 D, Mikroelektronik-Information, Heft 10, HFO und KdT-BV Frankfurt (Oder).

[2] W. March, Transistorvoltmeter für den Funkamateur, FUNKAMATEUR, 29, Heft 9, Seite 446/448, Heft 10, Seite 490/491.

Breitbandverstärker mit konstantem Eingangswiderstand

Siegmar Henschel – Y22QN

Für unterschiedliche Anwendungsfälle wird ein Breitbandverstärker mit nahezu konstantem Eingangswiderstand benötigt, so z. B. zum Abschluß von breitbandigen Diodenringmischern. Der Eingangswiderstand der vorgestellten Schaltung, die in Emitterschaltung mit kombinierter Strom-Spannungsgegenkopplung arbeitet, ist bei geringer Verstärkung nahezu belastungsunabhängig.

Bild 1 zeigt die untersuchte Schaltung. Der Arbeitspunkt des Transistors wird mit R_A eingestellt. Zur optimalen Stabilisierung des Arbeitspunkts gegen Temperatur- und Betriebsspannungsschwankungen sollte an R_V etwa die halbe Betriebsspannung abfallen. Die Spannungsgegenkopplung, die die Spannungsverzerrung vermindert, wird mit R_K und dem Übersetzungsverhältnis K des Übertragers festgelegt. Die Stromgegenkopplung, die das Intermodulationsverhalten mitbestimmt, wird durch R_E eingestellt. Eine hohe Stromgegenkopplung verschlechtert aber das Rauschmaß der Schaltung. Die Dimensionierungsformeln nach Tabelle 1 liefern für Verstärkungsfaktoren kleiner 10 ausreichende Näherungsergebnisse.

Für einen möglichst konstanten Eingangswiderstand bei Lastschwankungen ist eine geringe Verstärkung (< 14 dB) und ein möglichst kleiner Stromgegenkopplungswiderstand R_E (< 5 Ω) zu wählen. Bei einer auf diese Weise

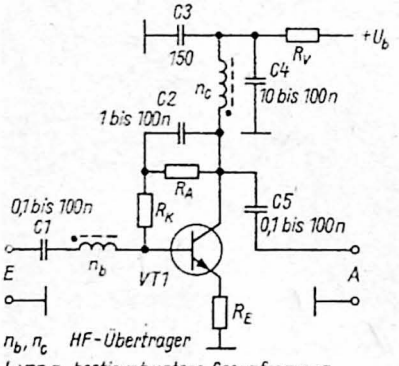


Bild 1
Breitbandverstärker mit kombinierter Strom- und Spannungsgegenkopplung

Tabelle 1 Dimensionierungsformeln für Breitbandverstärker nach Bild 1 mit einer Stufenverstärkung < 10

$U_b = 2\,U_{CEO\,opt}$	$U_b \leqq U_{CE\,max}$
$R_V \approx \dfrac{0{,}5 \cdot U_b}{I_c}$	$K = \dfrac{n_b}{n_c}$
$Z_e \sim K \cdot R_K + \dfrac{R_E}{2}$	$Z_a \sim \dfrac{R_E}{2K}$
$V \sim \dfrac{1}{K\left(1 + \dfrac{R_E}{2K \cdot Z_a}\right)}$	$f_{max} \sim 0{,}1\,f_{T(VT1)}$

Tabelle 2 Verstärkungs- und Rauschwerte eines Breitbandverstärkers nach Bild 1

Bauelementewerte: $R_K = 680\,\Omega$; $R_A = 12$ bis $200\,k\Omega$ (I_c – Einstellung); $n_b = 1$ Wdg., 0,14-mm-CuL; $n_c = 8$ Wdg., 0,14-mm-CuL; Doppellochkern 4,6 mm × 7,6 mm × 4 mm aus *Manifer 330* (Typ *5171.3-1112.65*)

VT1	f in MHz	V in dB	F in dB	I_c in mA	R_V in kΩ	R_E in Ω	Bemerkung
KT 372 b	145	16	5,7	3,5	1,5	0	
KT 371	145	15	5,0	4,5	1,2	0	
KT 371	145	15	7,0	4,5	1,2	10	
KT 3101 A–2	145	17,5	3,0	5,0	1,5	0	Dämpfungsperle über Kollektoranschluß
BFY 90	145	10	3,6	1,0	0	0	
		10	4,0	2,0	0	0	
		10	5,1	5,0	0	0	f_T ist zu gering!
SF 245	145	10	3,6	1,0	1,5	0	
		10	3,4	2,0	1,5	0	
		10	4,3	5,0	1,5	0	
SF 245	60	18	3,3	1,5	0,075	0	
		18	3,35	2,5	0,075	0	
		18	3,45	5,0	0,075	0	
		18	3,9	10,0	0,075	0	
		18	4,0	15,0	0,075	0	
		18	4,3	20,0	0,075	0	
		18	4,6	25,0	0,075	0	

dimensionierten Schaltung bleibt der Eingangswiderstand bei Lastschwankungen zwischen 10 Ω und 10 kΩ auf etwa ±1 dB konstant. Die untere Grenzfrequenz der Schaltung wird durch die Kollektorinduktivität von n_c und durch die Koppelkondensatoren $C1$ und $C5$ sowie den Kondensator $C2$ bestimmt. Die obere Grenzfrequenz hängt hauptsächlich von der Streuinduktivität des Übertragers und der f_T-Frequenz des Transistors ab.

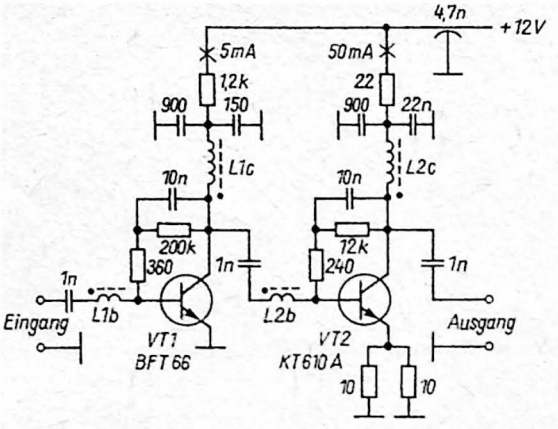


Bild 2 Stromlaufplan des Breitbandmeßverstärkers

Tabelle 3 Spulenwerte zu Bild 2

*L*1/*L*2 – HF-Übertrager mit Doppellochkern, Typ 5171.3-1112.65	
*L*1b – 1 Wdg., 0,14-mm-CuL	*L*1c – 5 Wdg., 0,14-mm-CuL
*L*2b – 1 Wdg., 0,14-mm-CuL	*L*2c – 3 Wdg., 0,14-mm-CuL

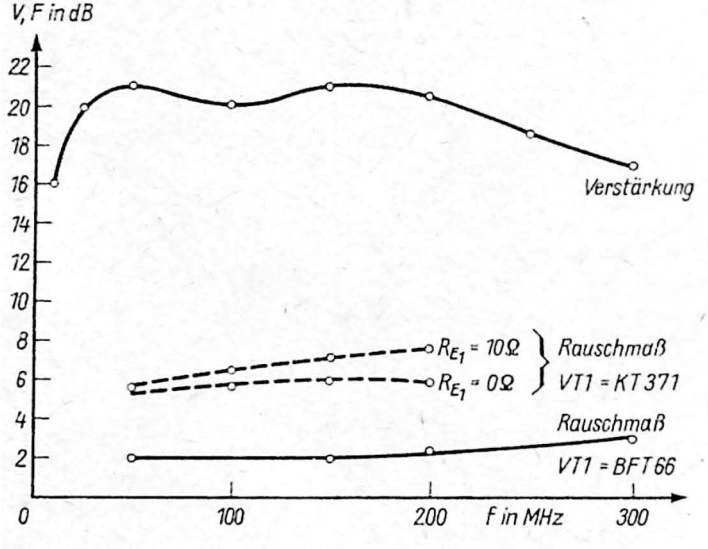


Bild 3 Verstärkung und Rauschmaß eines 2stufigen Verstärkers nach Bild 2

Mit einer Meßschaltung nach Bild 1 wurden unterschiedliche Transistoren ausgemessen. Tabelle 2 zeigt einige ausgewählte Werte. Infolge der Stromgegenkopplung an R_E tritt eine Verschlechterung des Rauschmaßes ein, wie am Beispiel mit dem *KT 371* gezeigt ist. Durch kapazitives Überbrücken von R_E läßt sich das Rauschmaß bei höheren Frequenzen etwas verringern, wodurch sich ein konstantes Rauschmaß über einen größeren Frequenzbereich erreichen läßt ($C /\!/ R_E$ etwa 1 bis 20 pF). Schließt man R_E kurz, so verringert sich der Eingangswiderstand geringfügig, und der lineare Aussteuerbereich wird durch das Fehlen der Stromgegenkopplung eingeengt. Diese Schaltungsart sollte nur für Vorstufen vorgesehen werden. Beim Transistor *KT 3101A-2* tritt leichte Schwingneigung auf, eine auf den Kollektoranschluß aufgebrachte Drosselperle vom Typ *5112.3-2116.66* (Drosselperle 2 mm × 3 mm aus *Manifer 360*) bewirkt stabiles Arbeiten von VT1. Bei den Transistortypen *BFY 90* und *SF 245* ist für eine Arbeitsfrequenz von 145 MHz die f_T-Frequenz zu gering, wodurch die Verstärkung abfällt.

Ein Verringern der Arbeitsfrequenz auf 60 MHz zeigt, daß der Verstärker den berechneten Daten nahe kommt. Auf Grund dieser guten Eigenschaften wurde ein Breitbandmeßverstärker entwickelt, der rauscharm ist und einen möglichst großen, linearen Aussteuerbereich aufweist. Bild 2 zeigt den Stromlaufplan des 2stufigen Verstärkers. Beide Stufen sind nach Bild 1 aufgebaut und weisen keine Besonderheiten auf. Für eine minimale Rauschzahl hat VT1 keinen Emitterwiderstand. Bild 3 zeigt die erreichten Verstärkungs- und Rauschmeßwerte. Mit einem *KT 3101A-2* als VT1 ist mit etwa 1 dB schlechteren Rauschwerten zu rechnen, was für einen Breitbandverstärker jedoch noch einen guten Wert darstellt. Zum Vergleich des Einflusses des Emitterwiderstands auf das Rauschmaß sind noch die Meßwerte für einen *KT 371* als VT1 in Bild 3 eingezeichnet.

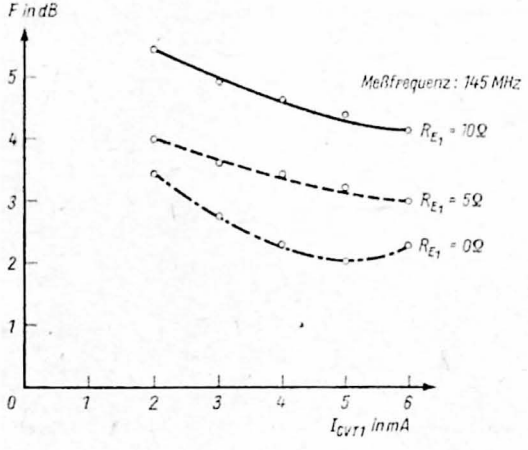


Bild 4 Abhängigkeit des Rauschmaßes vom Emitterwiderstand und vom Arbeitspunkt von VT1 in einer Schaltung nach Bild 2

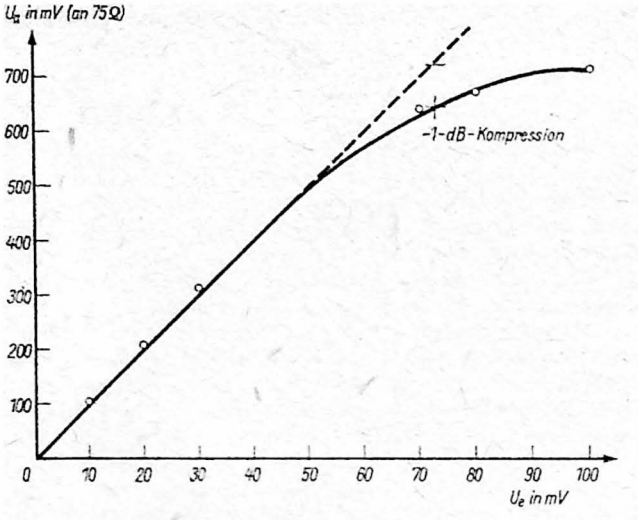


Bild 5 Aussteuerbarkeit des Verstärkers nach Bild 2

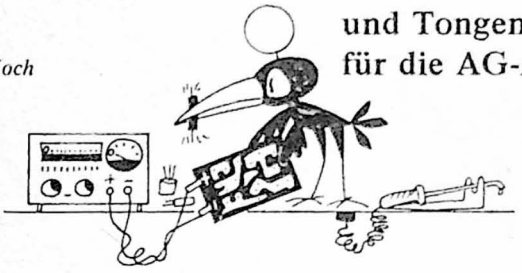
Die Abhängigkeit des Rauschmaßes von R_E und vom Kollektorstrom bei einer Kollektoremitterspannung von 6 V ist für den *BFT 66* aus Bild 4 ersichtlich. Bild 5 zeigt die Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Eingangsspannung. Der 1-dB-Kompressionspunkt liegt bei 650 mV Ausgangsspannung an 75 Ω Lastwiderstand, was einer Aussteuerbarkeit von etwa 116 dBμV entspricht. Der lineare Aussteuerbereich geht bis etwa 114 dBμV.

Literatur

K. H. Eichel, Einfache Methode zur Erzielung eines konstanten Eingangswiderstands bei Breitbandverstärkern, Internationale Elektronische Rundschau 1973, Heft 2, Seite 45.

Verbessertes Netzteil und Tongenerator für die AG-Arbeit

Walter Koch



Die Arbeitsgemeinschaft *Elektronik/Nachrichtensport* setzt für die experimentelle Tätigkeit der Teilnehmer das Baukastensystem Elektronik/Elektrotechnik (Stufe 5 – *Grundlagen der Elektronik* und Stufe 6 – *Angewendete Elektronik*) ein. Als Stromquellen werden aus Gründen der Wirtschaftlichkeit die Stromversorgungsgeräte *SVG* für Schülerexperimente aus der Lehrmittelsammlung Physik verwendet. Bei einigen Experimenten aus den Anleitungsheften für die genannten Baukästen stört jedoch die hohe Restwelligkeit der vom *SVG* gelieferten Gleichspannung. Solche Experimente z. B. sind: NF-Technik, NF-Generatoren, Audion, Dämmerungsschalter und Meßbrücke. Auch wäre für einige Experimente eine stetig einstellbare und dann stabile Gleichspannung wünschenswert. In diesem Beitrag werden 2 Stabilisierungsschaltungen vorgestellt (Bild 1 und Bild 2), die die obigen Bedingungen erfüllen [1], [3].

Für Abgleicharbeiten an NF-Verstärkern (Einstellen der Arbeitspunkte, Messen des Verstärkungsfaktors), für Zähl- oder Frequenzteilerschaltungen ist außerdem ein stabiler Tongenerator erforderlich, dessen sinusförmige Ausgangsspannung klirrarm, ausreichend groß und stetig einstellbar sein muß. Bild 3 zeigt einen geeigneten *RC*-Phasenschiebergenerator mit einer Festfrequenz von etwa 1 kHz.

Stabilisierungsschaltungen

Bild 1 zeigt einen herkömmlichen Stromlaufplan, wie er in der Literatur schon oftmals beschrieben wurde [1]. Die aus dem *SVG* entnommene Gleichspannung (Einstellung 12 V liefert stets Spannungen von etwa 17 V) wird mit dem Kondensator *C*1 geglättet. Die Z-Diode V1 liefert eine ausreichend hohe Referenzspannung (die Z-Spannung muß etwa 1 V höher sein als die gewünschte maximale Ausgangsspannung der Schaltung). Der Widerstand *R*1 begrenzt den Z-Strom auf etwa 4 mA. Mit dem Potentiometer *R*2 (muß von außen zugänglich sein) wird, entsprechend der gewünschten Ausgangsspannung, ein Teil der Referenzspannung abgegriffen und den Transistoren V2 und V3 zugeführt. Für die in Bild 1 beschriebenen Ausgangsspannungen und -ströme reicht es aus, den Längstransistor V3 ohne zusätzliche Kühlmaßnahmen direkt auf die Leiterplatte zu montieren. Fast

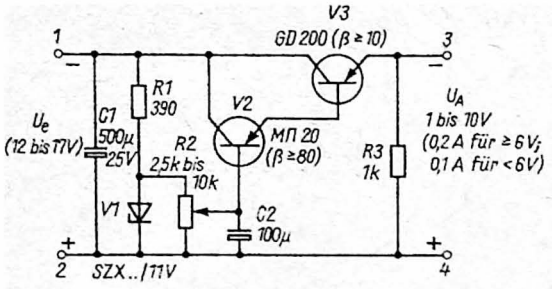


Bild 1 Stromlaufplan der Stabilisierungsschaltung 1

alle Experimente des Baukastensystems (Stufen 5 und 6) arbeiten mit Spannungen ≥ 6 V. Die dabei auftretenden Ströme sind stets ≤ 200 mA.

Bild 2 zeigt eine Schaltung für das Netzteil mit modernen Bauelementen. Die gestellten Forderungen werden ebenfalls erfüllt (elektronische Siebung, stetig einstellbare und stabile Ausgangsspannung). Der Fachhandel (*Elektronikversand* Wermsdorf) bietet einstellbare integrierte Spannungsregler der Reihe *B 3170* bis *B 3371* (auch Amateurtypen *R 3170* bis *R 3371*) an. Mit ihnen sind obige Probleme leichter lösbar! In [3] ist die ausführliche Beschreibung enthalten.

Mit dem Potentiometer *R*1 wird die Ausgangsspannung zwischen 1,2 und 10 V stetig eingestellt. Über den *B 3370* (Negativregler) sollten an den Anschlüssen 3 und 2 etwa 4 V (mindestens) stehen; dieser Wert wird mit dem Stellwiderstand *R*2 bei maximal eingestellter Ausgangsspannung eingeregelt. Der Stellwiderstand *R*2 wird dann durch einen geeigneten Festwiderstand ersetzt und möglichst dicht bei dem *B 3370* angeordnet. Die Kondensatoren *C*1 und *C*2 sollten MKT-Ausführungen sein, die den Wert von 1 µF nicht überschreiten. Die thermischen Probleme werden mit einem kleinen Alu-Kühlblech gelöst, das mit der Kühllasche der IS verschraubt wird.

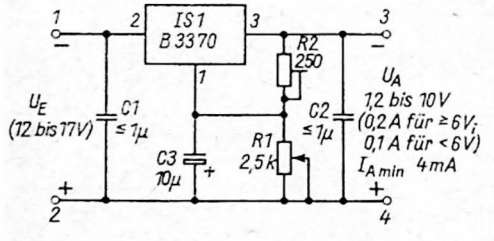


Bild 2
Stromlaufplan der Stabilisierungsschaltung 2

Tongenerator

Der Tongenerator wird durch einen *RC*-Phasenschiebergenerator realisiert [2]. Die Schaltung wurde mit den Bauelementen *R*5/*C*5 und *R*8/V3 erweitert, wodurch sich eine wesentlich größere Temperaturstabilität ergab. Die Bauelemente *R*8 und V3 reichen allein für einen stabilen Betrieb nicht aus.

Mit dem Transistor V2 wird eine Trennstufe eingefügt, um Rückwirkungen von der Experimentierschaltung auf den Tongenerator zu vermeiden. Der Arbeitspunkt des Transistors V1 ist mit dem Stellwiderstand *R*6 auf sicheren Schwingeinsatz und geringen Klirrfaktor einzustellen. Auch der Stellwiderstand *R*6 wird danach in der Schaltung durch einen Festwiderstand ersetzt. Mit dem Trimmregler *R*7 (kleine Ausführung) wählt man die abgegriffene Ausgangsspannung nur so groß, daß ein Übersteuern der Trennstufe mit Sicherheit vermieden wird. Der Arbeitspunkt des Transistors V2 ist mit dem Stellwiderstand *R*9 einzustellen, den man dann ebenfalls durch einen geeigneten Festwiderstand ersetzt. Eine stetige Einstellbarkeit der Ausgangsspannung von 0 bis 1,5 V (effektiv) ist mit dem Potentiometer R12 möglich, das von außen zugänglich sein muß.

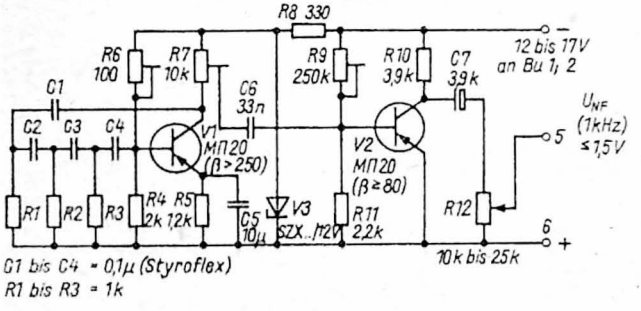


Bild 3 Stromlaufplan des RC-Phasenschieber-Tongenerators

Aufbau des Geräts

Leitungsführung und Bestückungsplan für die Schaltungen nach Bild 1, Bild 2 und Bild 3 sind aus Bild 4 bis Bild 9 zu ersehen. Die Leiterplatten sind so bemessen, daß sie senkrecht übereinander in ein Leergehäuse eines Stromversorgungszusatzgeräts *SVZ* montiert werden können (Bild 10). Die Plastfrontplatte kann durch Vorsetzen einer entsprechenden Blende (Bild 11) weiterverwendet werden; gleiches gilt für den Blechstreifen im Leergehäuse des *SVZ* zur Befestigung der Potentiometer *R*2 (Bild 1) bzw. *R*1 (Bild 2) sowie *R*12 (Bild 3).

Die Steckerleiste auf der Rückseite des Leergehäuses *SVZ* läßt sich nicht zur Spannungszuführung nutzen, da man sonst die Anschlüsse auf der Buchsenleiste im *SVG* ändern müßte, und das sollte vermieden werden!

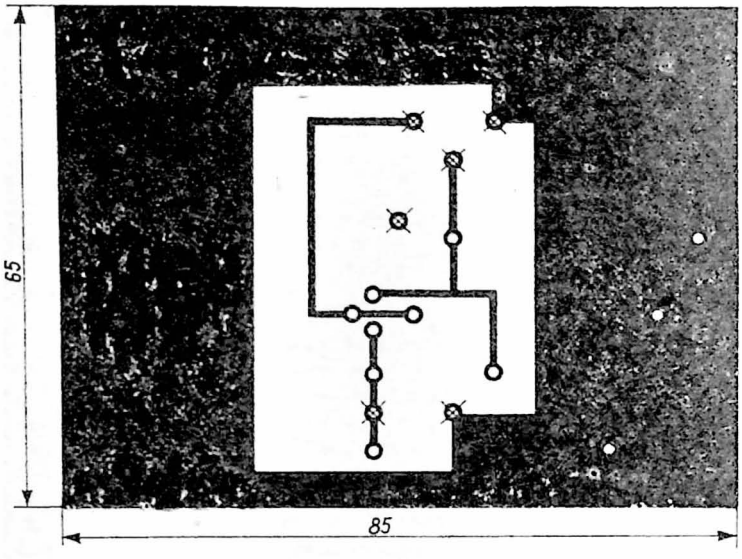


Bild 4 Leitungsführung der Leiterplatte für die Schaltung in Bild 2

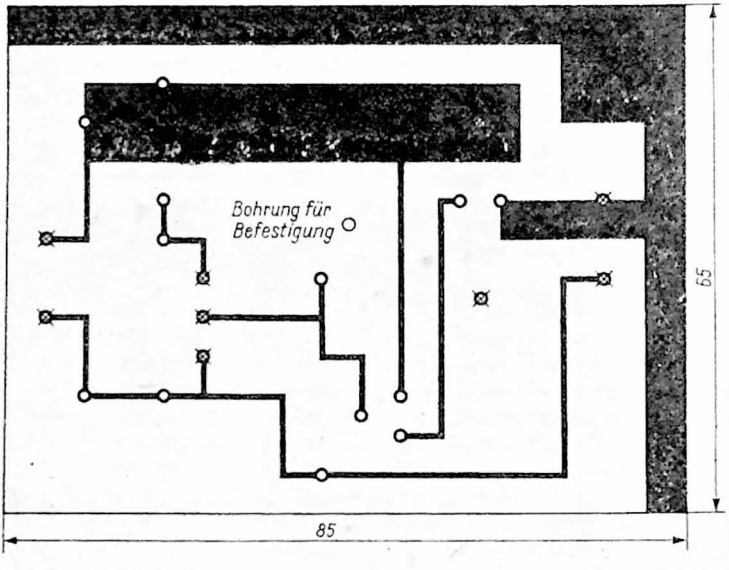


Bild 5 Leitungsführung der Leiterplatte für die Schaltung in Bild 1

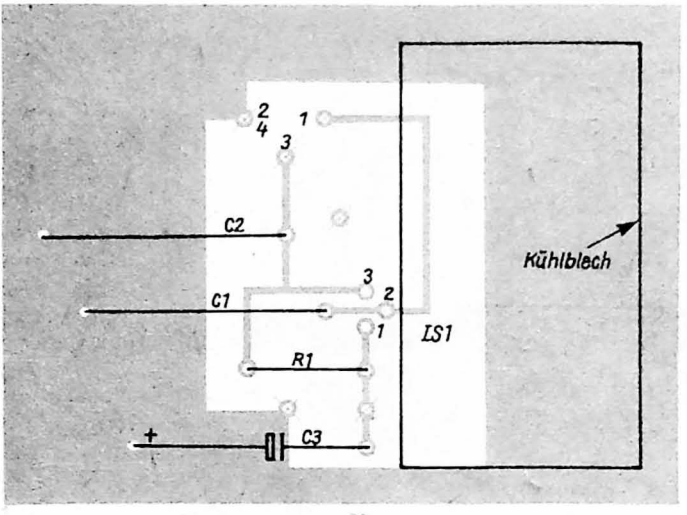


Bild 6 Bestückungsplan der Leiterplatte in Bild 4

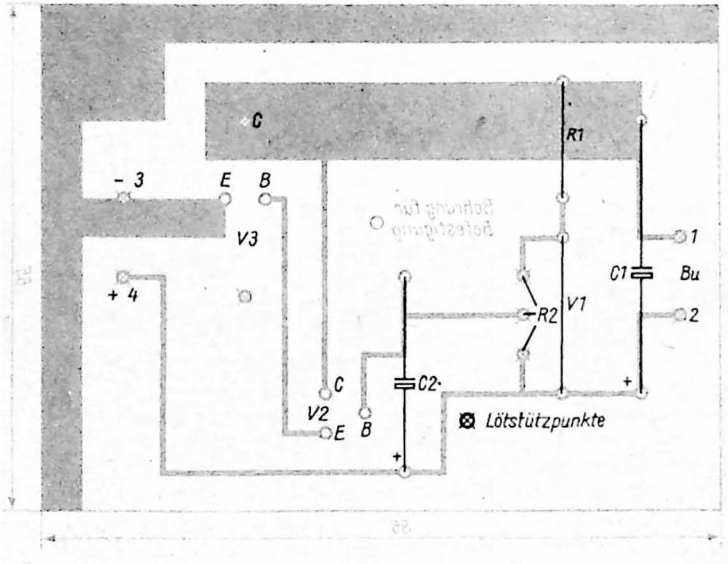


Bild 7 Bestückungsplan der Leiterplatte in Bild 5

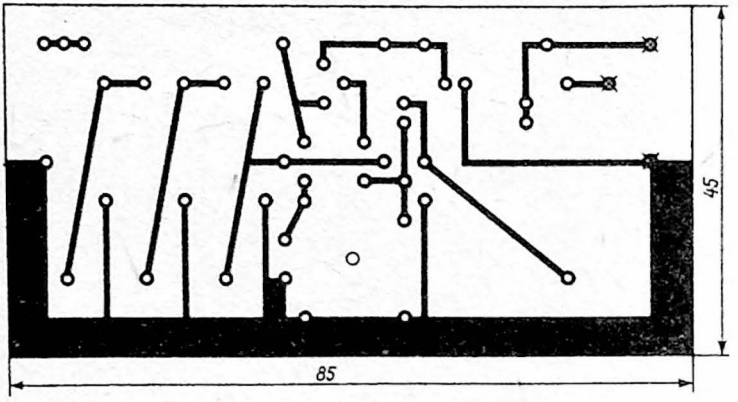


Bild 8 Leitungsführung der Leiterplatte für die Schaltung in Bild 3

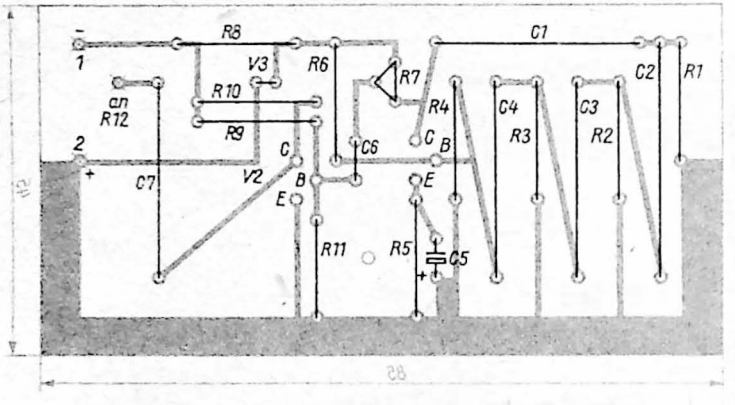


Bild 9 Bestückungsplan der Leiterplatte in Bild 8

Die erforderliche Gleichspannung (12 bis 17 V) wird daher vom *SVG* über getrennte Leitungen (außerhalb) den Buchsen 1 und 2 (Bild 1) zugeführt. Damit kann man die elektronisch gesiebte, stetig regelbare und stabile Gleichspannung den Buchsen 3 und 4 sowie die NF-Wechselspannung von etwa 1 kHz den Buchsen 5 und 6 entnehmen.

Die Betriebserfahrungen haben gezeigt, daß ein Sicherungselement 0,1 bis 0,2 A (F) für die Begrenzung des Ausgangsstroms (Buchsen 3) vorgesehen werden sollte. Eine unbeabsichtigte Zerstörung des Längstransistors V3 (Bild 1) durch Kurzschluß in der Experimentierschaltung wird dadurch weitestgehend vermieden.

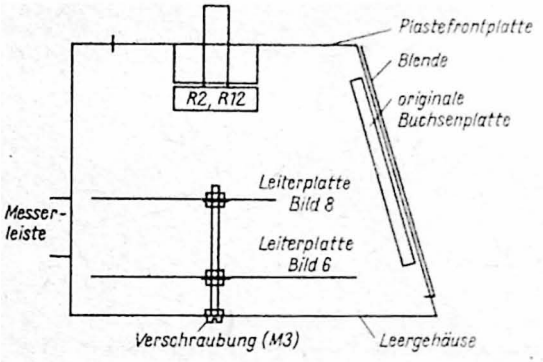


Bild 10 Montageskizze für das Zusatzgerät SVZ

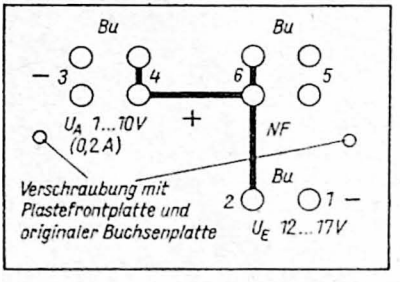


Bild 11
Skizze der Blende für die Plastfrontplatte

Literatur

[1] K.-H. Schubert, Das große Radiobastelbuch, 5. Auflage, Seite 223, Berlin 1980.
[2] D. Müller, Einfache Meß- und Prüfgeräte für den Amateur, Elektronisches Jahrbuch 1976, Seite 213, Berlin 1975.
[3] K. Schlenzig/D. Jung, Mikroelektronik für den Praktiker, Seite 335, Berlin 1985.

Verstärkerschaltungen für den Fernsehempfang

Siegmar Henschel – Y22QN

Für eine optimale Gestaltung einer Fernsehempfangsanlage wird von der Industrie ein reichhaltiges Angebot von Antennenverstärkern, Filtern und Richtkopplern bereitgestellt, wodurch sich alle Anforderungen erfüllen lassen. Für den experimentierfreudigen Empfangsamateur sollen nachfolgend einige einfache Verstärkerschaltungen vorgestellt werden, die durch den Aufbau auf einer Leiterplatte nachbausicher sind. Aber – beim Aufbau von Empfangsanlagen sind die gesetzlichen Bestimmungen zu beachten!

Bild 1 zeigt eine Verstärkerschaltung nach [1] mit vorgeschalteten Frequenzweichen für das Fernsehband I, das UKW-Rundfunkband und das Fernsehband III. Das Hochpaßfilter vor dem Verstärkereingang verhindert ein Eindringen von starken Kurzwellensignalen in den Verstärker. Einzelheiten zur Verstärkerschaltung sind in [1] enthalten. Durch das gute Großsignalverhalten des Verstärkers können Eingangssignale bis 50 mV verarbeitet werden. Derartige Feldstärken treten jedoch nur in Sendernähe auf. Mit

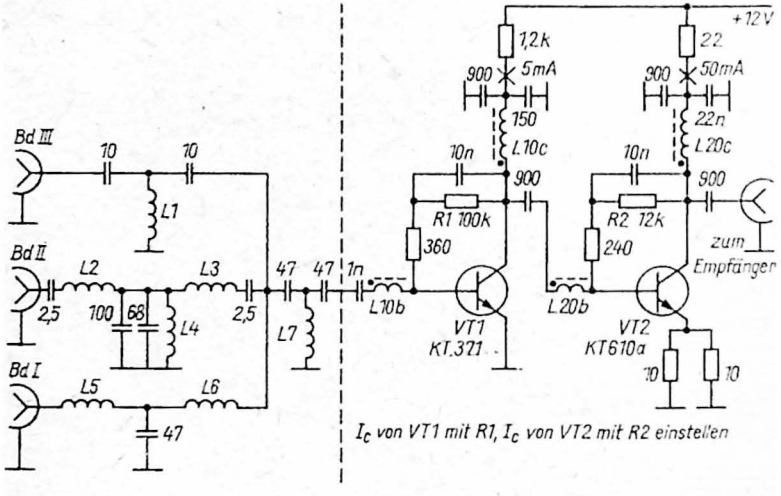


Bild 1 Breitbandverstärker für die Fernsehbänder I bis III, mit Antennenweiche im Eingang

Tabelle 1 Verstärkung und Rauschmaß eines Verstärkers nach Bild 7

VT1	VT2	V in dB	F in dB	Bemerkungen
BFY 90	KT 371	25	8	-
KT 372b	KT 371	27	6,3	Drosselperle an K (VT1)
KT 3101 A-2	KT 371	28	3,5	Drosselperle an K (VT1)

der in Bild 1 angegebenen Halbleiterbestückung (VT1 = *KT 371*, VT2 = *KT 610a*) ist mit einem Rauschmaß kleiner 6 dB zu rechnen, was auch von allen industriellen Verstärkern erreicht wird. Durch den Einsatz eines *KT 3101 A-2* für VT1 läßt sich das Rauschmaß auf etwa 3 dB über den gesamten Frequenzbereich verbessern. Diese Verminderung des Grundrauschens um 3 dB ist etwa gleichzusetzen mit der Verdopplung des Antennenaufwands. Mit beiden läßt sich das gleiche Signal/Rausch-Verhältnis am Verstärkerausgang erzielen.

Bild 2 zeigt eine Verstärkerschaltung für den VHF-Bereich nach [2]. Die Einstellung der Arbeitspunkte für VT1 und VT2 nimmt man anders vor als in [2] angegeben, wodurch die Verstärkung spannungs- und temperaturstabiler ist. Die Schaltung baut man auf einer Leiterplatte nach Bild 3 auf, wobei die Leiterseite nach Bild 4 gestaltet wird. Alle Bauelemente sind so kurz wie möglich aufzulöten, die Kupferfläche der Rückseite wirkt als Masseflächе. Alle Massepunkte auf der Leiterseite sind durchzukontaktieren. Mit der in Bild 2 angegebenen Halbleiterbestückung wurde ein Übertragungsbereich nach Bild 5 erzielt. Die maximale Ausgangsspannung beträgt etwa 106 dBµV (s. Bild 6).

Bild 7 zeigt eine selektive Verstärkerschaltung für den VHF-Bereich (Kanal 5 bis Kanal 12). Um das Rauschmaß des Verstärkers nicht wesentlich zu verschlechtern, koppelt man über einen dämpfungsarmen Bandpaß ($L1$, $C1$ bis $C4$) an einen in Emitterschaltung arbeitenden Verstärker an, dessen optimaler Arbeitspunkt mit $R1$ eingestellt wird. Über das Bandfilter ($L2/C5$ –

Tabelle 2 Spulenwerte zu Bild 1

$L1$ – 2,5 Wdg., 0,5-mm-CuL, auf Dorn 4 mm Durchmesser gewickelt
$L2$ – 16 Wdg., 0,5-mm-CuL, auf Dorn 6 mm Durchmesser gewickelt
$L3$ – 16 Wdg., 0,5-mm-CuL, auf Dorn 6 mm Durchmesser gewickelt
$L4$ – 1 Wdg., 0,5-mm-CuL, auf Dorn 4 mm Durchmesser gewickelt
$L5$ – 10,5 Wdg., 0,5-mm-CuL, auf Dorn 4 mm Durchmesser gewickelt
$L6$ – 10,5 Wdg., 0,5-mm-CuL, auf Dorn 4 mm Durchmesser gewickelt
$L7$ – 12 Wdg., 0,5-mm-CuL, auf Dorn 5 mm Durchmesser gewickelt
$L10/L20$ sind HF-Übertrager mit Doppellochkern (Typ 5171.3-1112.65)
$L10b$ – 1 Wdg., 0,14-mm-CuL; $L10c$ – 5 Wdg., 0,14-mm-CuL
$L20b$ – 1 Wdg., 0,14-mm-CuL; $L20c$ – 3 Wdg., 0,14-mm-CuL

$L3/C6$) ist die 2. Verstärkerstufe angekoppelt. Die optimale Kopplung des kapazitiv gekoppelten Bandfilters geschieht über C_K (etwa 1 pF bei Kanal 12 und etwa 2,2 pF bei Kanal 5). Zur Auskopplung wird ein Bandpaßfilter ($L4/C7$ – $L5/C8$) eingesetzt. Tabelle 1 zeigt die erzielbaren Verstärkungs- und Rauschkennwerte.

Für den Aufbau benutzt man eine Leiterplatte nach Bild 8. Die Bauelemente $C1$, $C4$, $L1$, VT1, C_K, VT2, $L4$ und $L5$ sind auf der Leiterseite, alle anderen auf der Bestückungsseite der Leiterplatte angeordnet (s. auch Bild 9). Beim Einbau in ein allseitig geschlossenes Metallgehäuse ist den Abschirmwänden besondere Beachtung zu schenken, sie sind allseitig zu verlöten. Bild 10 zeigt den Verstärker ohne Gehäuse. Den Abgleich nimmt man mit einem Selektografen auf optimale Bandbreite vor. $L1$ ist abschließend auf optimales Rauschmaß abzugleichen.

Bild 11 stellt einen Breitbandverstärker für den UHF-Bereich mit einer Verstärkung von etwa 24 dB dar. Über ein Hochpaßfilter wird die Antennenspannung dem in Emitterschaltung arbeitenden Transistor VT1 zugeführt. Über eine Anpaßschaltung ($L2$, $L3$) wird VT2 angesteuert, der ebenfalls in Emitterschaltung arbeitet. Zur Vermeidung von Schwingungen im oberen UHF-Bereich sind an beiden Transistoren über die Kollektoranschlüsse Drosselperlen (Typ *5112.3–2116.66*) aufgeschoben. Mit $R1$ bzw. $R2$ werden die Arbeitspunkte von VT1 bzw. VT2 eingestellt. Bild 12 zeigt den Frequenzgang des Verstärkers, das Maximum der Verstärkung ist mit $L2/L3$ und $L4/L5$ auf die obere Hälfte des Fernsehbands IV festgelegt. Das Rauschmaß liegt bei etwa 5 dB bei einer Meßfrequenz von 550 MHz.

Die Schaltung baut man auf einer doppeltkaschierten Leiterplatte gemäß Bild 3 auf der Leiterseite mit der Bestückung nach Bild 13 auf. Die glatte Rückseite ist als Massefläche ausgebildet, alle Massepunkte sind durchzukontaktieren. Der Verstärker muß in ein allseitig schließendes Metallgehäuse eingesetzt werden. Wichtig ist der Einbau der Trennwände zwischen

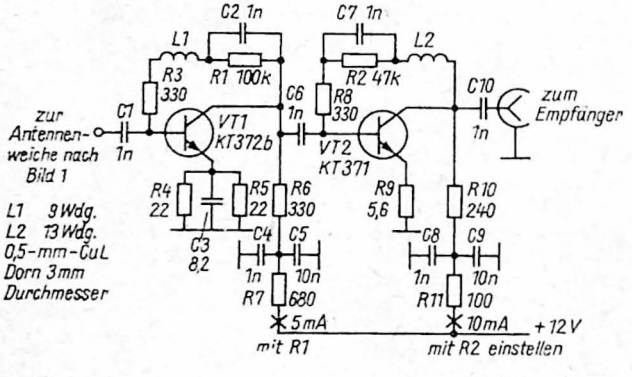


Bild 2 Breitbandverstärker für den Frequenzbereich von 10 bis 300 MHz, mit Anhebung der Verstärkung im Fernsehband III

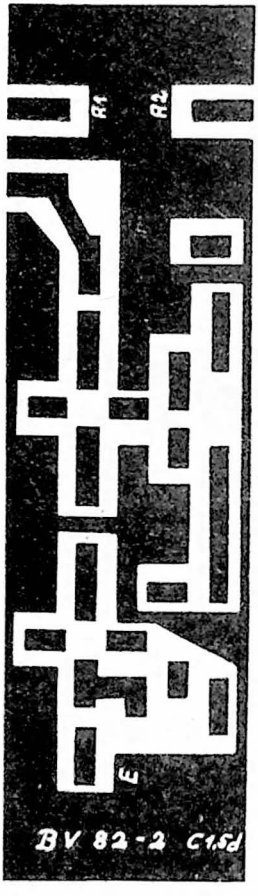


Bild 3 *Leiterplattenentwurf für einen Breitbandverstärker nach Bild 2; Material: Cetausit doppelkaschiert, Rückseite glatt als Massefläche, 115 mm × 30 mm*

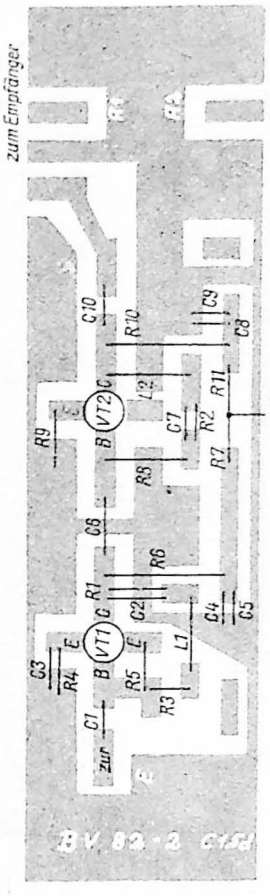


Bild 4 *Bestückungsplan zur Leiterplatte nach Bild 3 für den VHF-Verstärker (Bild 2)*

den einzelnen Stufen. Bild 14 gibt einen Verstärker ohne Gehäuse wieder. Aus Bild 15 ist das Zusammenschalten des VHF- und des UHF-Verstärkers an eine gemeinsame Zuleitung zum Empfänger ersichtlich.

Der Selektivverstärker für den UHF-Bereich ist in konventioneller Technik, d.h. ohne Leiterplatte aufgebaut. Bild 16 zeigt den Stromlaufplan. Um eine hohe Selektion zu erzielen, wird über ein induktiv gekoppeltes Bandfilter ($L1$, $C1$, $L2$, $L3$ und $C2$) an die in Emitterschaltung arbeitende Verstärkerstufe VT1 eingekoppelt. Zur optimalen Anpassung des Transistors an den Ausgang ist zur Auskopplung ein π-Filter ($C4$, $L4$, $C5$) vorgesehen. Um den Einfluß der Kapazitäten von $R2$ und $R3$ zu verringern, ist je 1 Anschlußdraht der Widerstände als Drossel auf einen Dorn mit 2 mm Durchmesser gewickelt. Der Windungsabstand entspricht etwa der Drahtstärke.

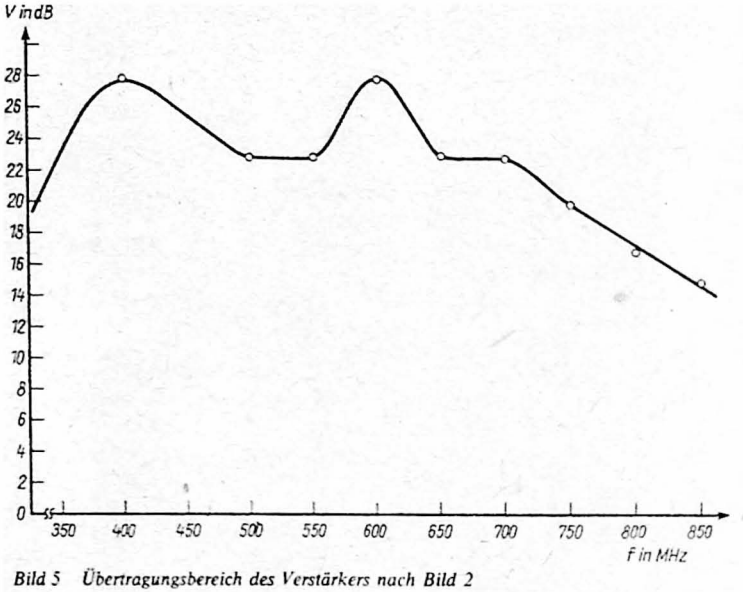


Bild 5 Übertragungsbereich des Verstärkers nach Bild 2

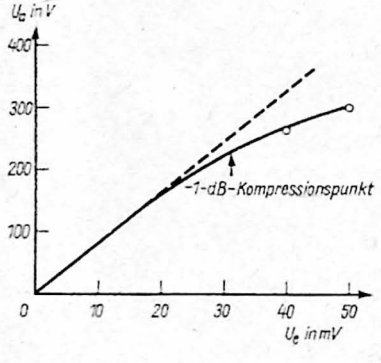


Bild 6
Linearität der Ausgangsspannung des Verstärkers nach Bild 2 bei einer Meßfrequenz von 145 MHz

Tabelle 3 Spulenwerte zu Bild 7

*L*1 – 5 Wdg., 0,5-mm-CuL, Spulenkörper S1, Kernmaterial: Manifer 320
*L*2 – 3 Wdg., 1,0-mm-CuAg, Dorn 5 mm Durchmesser, Spulenlänge 10 mm
*L*3 – wie *L*2
*L*4 – wie *L*2, Anzapfung 1¼ Wdg. vom kalten Ende
*L*5 – 3¼ Wdg., 0,5-mm-CuL, Spulenkörper S1, Kernmaterial: Manifer 320

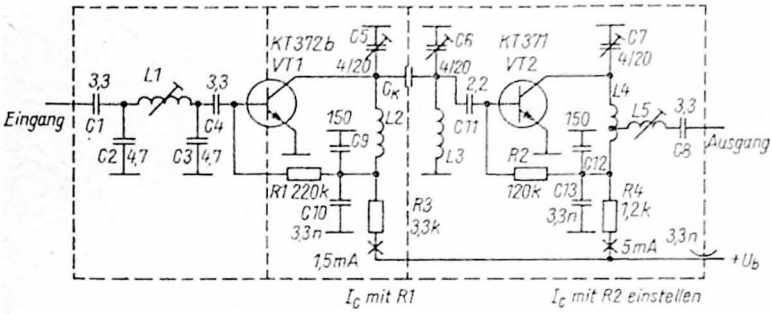


Bild 7 2stufiger VHF-Selektivverstärker für das Fernsehband III

Bild 8 Leiterplattenentwurf für den VHF-Selektivverstärker, 115 mm × 35 mm

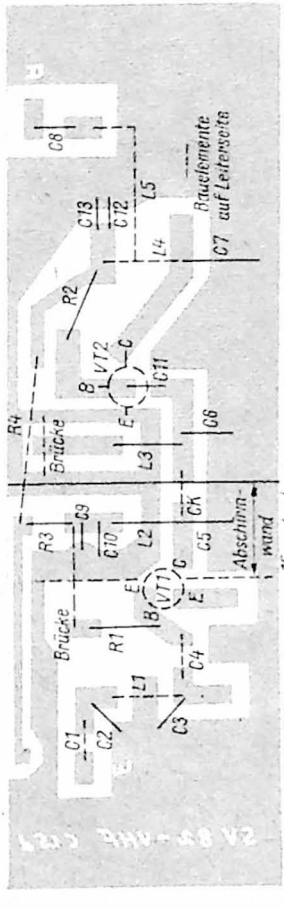


Bild 9 Bestückungsplan zur Leiterplatte nach Bild 8

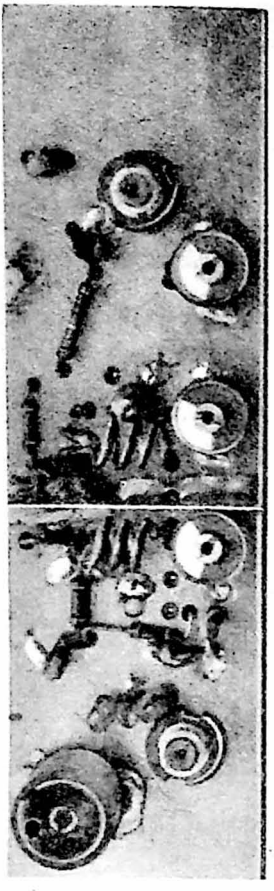


Bild 10 Ansicht des Selektivverstärkers nach Bild 7

Mit einem *KT 3101 A-2* für VT1 wurden bei 550 MHz etwa 17 dB Verstärkung bei einem Rauschmaß von 4,5 dB erzielt. Die −3-dB-Bandbreite beträgt etwa 20 MHz.

Bild 17 zeigt einen Aufbauvorschlag im Maßstab 2:1. Als Gehäusematerial läßt sich Kupferblech oder verkupfertes oder versilbertes Messingblech einsetzen. Alle Bauelemente sind so kurz als möglich einzulöten. Beide Emitteranschlüsse von VT1 müssen mit der gesamten Länge gut aufgelötet sein. Bei Selbsterregung der Stufe ist auf den Kollektoranschluß von VT1 eine Drosselperle aufzuschieben.

Obwohl die beschriebenen Verstärkerstufen geringes Rauschen und eine ausreichende Verstärkung erzielen, gilt auch im Fernsehbereich, daß eine optimale Antennenanlage der beste HF-Verstärker ist.

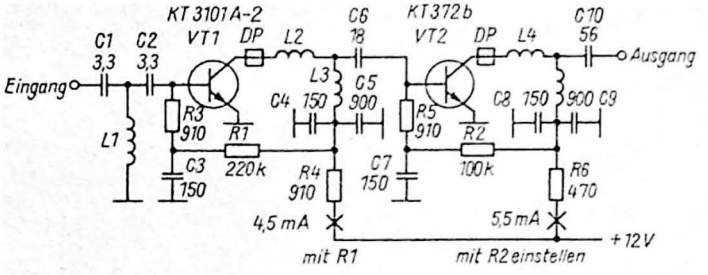


Bild 11 Breitbandverstärker für den UHF-Bereich

Tabelle 4 Spulenwerte zu Bild 11

$L1$ – 1,5 Wdg., 0,5-mm-CuL; $L4$ – 1,5 Wdg., 0,5-mm-CuL
$L2$ – 1,5 Wdg., 0,5-mm-CuL; $L5$ – 4,5 Wdg., 0,5-mm-CuL
$L3$ – 4,5 Wdg., 0,5-mm-CuL; alle über Dorn 3 mm Durchmesser gewickelt

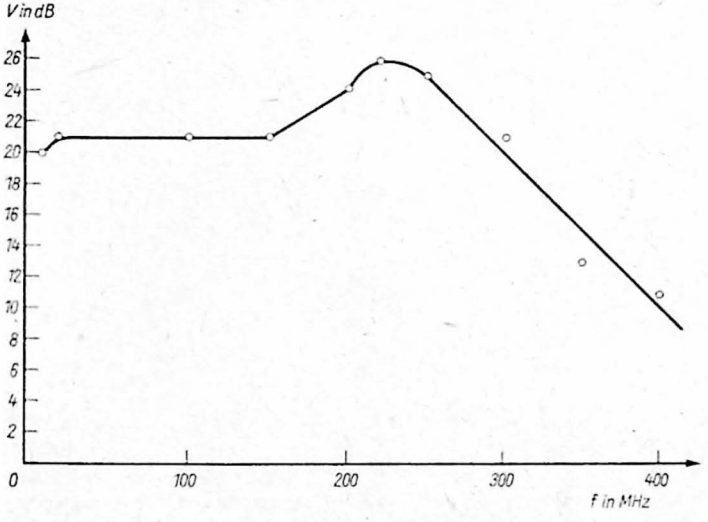


Bild 12 Übertragungsbereich des UHF-Verstärkers

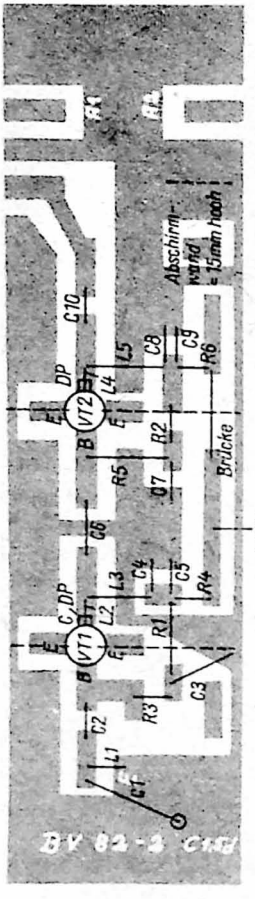


Bild 13 Bestückungsplan des UHF-Verstärkers auf einer Leiterplatte nach Bild 3

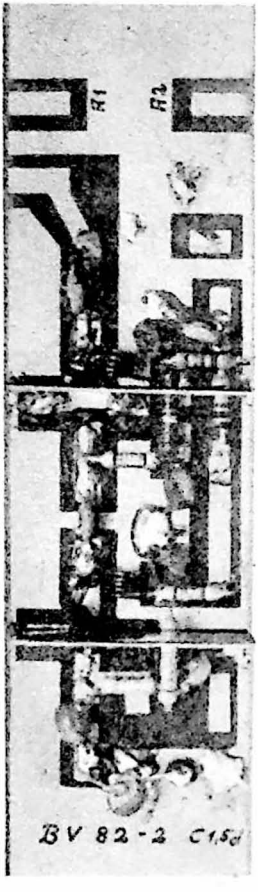


Bild 14 Ansicht des Laboraufbaus des UHF-Verstärkers

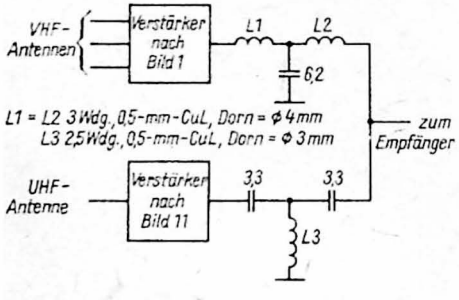


Bild 15
Zusammenschaltung von VHF- und UHF-Verstärker an eine gemeinsame Antennenableitung

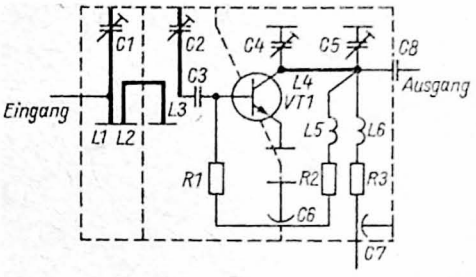


Bild 16
Selektivverstärker für den UHF-Bereich

Tabelle 5 Bauelementewerte zu Bild 16

VT1 – KT 3101 A–2
$R1$, $R3$ – 1,5 kΩ
$R2$ – 270 kΩ (damit I_c = 3 mA abgleichen)
$C1$, $C2$ – Lufttrimmer 8205 (3 bis 12 pF)
$C3$ – Scheibenkondensator 100 pF
$C4$ – Trimmer 3 bis 12 pF
$C5$ – Trimmer 4 bis 20 pF
$C6$, $C7$ – Durchführungskondensator 3,3 nF
$C8$ – Scheibenkondensator 68 pF

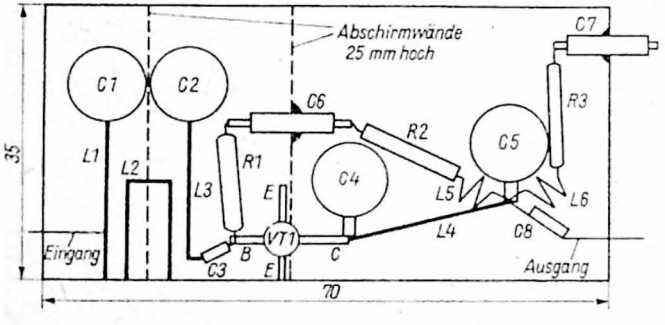


Bild 17 Aufbauvorschlag für einen UHF-Selektiv-Verstärker

Tabelle 6 Spulenwerte zu Bild 17

$L1$ – 1,5-mm-CuAg, 20 mm lang
$L2$ – 1,0-mm-CuAg, 12 mm × 5 mm × 12 mm
$L3$ – 1,5-mm-CuAg, 17,5 mm lang
$L4$ – 1,5-mm-CuAg, 20 mm lang
Der Abstand vom Gehäuseboden ist 5 mm
Anzapfung für $L1$ bei etwa 7,5 mm
$L5$/$L6$ siehe Text

Literatur

[1] S. Henschel, Breitbandverstärker mit konstantem Eingangswiderstand, Elektronisches Jahrbuch 1988, Seite 000, Berlin 1987.

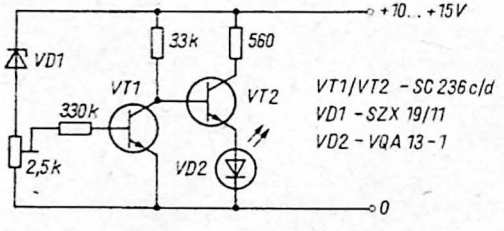
[2] S. Henschel, Breitbandverstärker mit einstellbarer Bandbreite, Elektronisches Jahrbuch 1985, Seite 177, Berlin 1984.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Überwachung des Akkumulatorladezustands

Der untenstehende Stromlaufplan eignet sich zur Überwachung des Ladezustands einer Kfz-Akkumulatorenbatterie. Die Leuchtdiode VD2 leuchtet auf, wenn die Akkumulatornennspannung unterschritten wird. Solange die Batteriespannung größer ist wie die Durchbruchspannung der Z-Diode VD1, fließt ein ausreichender Strom zur Basisansteuerung von VT1, so daß VT2 sperrt, VD2 bleibt dadurch dunkel. Wird die eingestellte Nennspannung nur geringfügig unterschritten, reicht der Steuerstrom nicht mehr aus, VT1 sperrt, und VT2 geht in den leitenden Zustand über. Dadurch leuchtet die Leuchtdiode VD2 auf. Der Stromverbrauch der Schaltung beträgt nur wenige Milliampere bei dunkler Leuchtdiode.

K. H. S.



Elektronische Kfz-Kontrollgeräte mit LED-Anzeige

Ing. Dieter Müller

Beim Betrieb eines Kraftfahrzeugs ist die Kenntnis einiger physikalischer Größen von Bedeutung, die durch die Standardausrüstung des Fahrzeugs nicht oder nur unvollkommen kontrolliert und signalisiert werden. Mit relativ einfachen Mitteln lassen sich die Motordrehzahl, Batteriespannung und -ladestrom sowie die Ströme einiger wichtiger Verbraucher messen und anzeigen. Es genügt dabei eine relativ geringe Genauigkeit. Ein Messen des Ladestroms der Batterie, z.B. mit einer Genauigkeit von etwa 20 %, wäre ungleich genauer als die bloße Anzeige durch das Verlöschen der Ladekontrollampe. Damit wird lediglich angezeigt, daß die Spannung der Lichtmaschine annähernd die Höhe der Batteriespannung erreicht hat. Ein Ladestrom muß dabei aber durchaus noch nicht fließen.

Als Anzeigeelemente könnten Drehspulmeßgeräte eingesetzt werden. Übliche Drehspulmeßwerke sind aber dem rauhen Betrieb im Kfz, besonders den Erschütterungen nicht gewachsen und fallen meistens nach kurzer Betriebszeit aus. Dieser Umstand und die geringe erforderliche Genauigkeit sprechen für den Einsatz von LED-Anzeigeelementen mit dem *A 277 D* als Ansteuerschaltkreis. Drehzahlmesser mit LED-Leuchtbandanzeige wurden in [1] und [2] ausführlich beschrieben. Im vorliegenden Beitrag werden erprobte Schaltungen zur Messung der Batteriespannung und von Strömen behandelt. Dabei wird auch auf spezielle Probleme eingegangen, wie Betrieb der verwendeten Schaltkreise mit niedriger Betriebsspannung, die z.B. beim Einsatz der Schaltungen in älteren *Trabant*-Modellen auftreten.

Kontrollschaltung für die Betriebsspannung einer 12-V-Anlage

Bild 1 zeigt eine einfache Schaltung zur Kontrolle der Batteriespannung einer 12-V-Anlage. Die Batteriespannung $+U_B$ wird der Schaltung bei eingeschalteter Zündung (Klemme 15 des Kfz) zugeführt. Eine 15-V-Z-Diode VD1 begrenzt gemeinsam mit *R*7 die Betriebsspannung des *A 277 D* auch bei extrem hoher Lichtmaschinenspannung. Mit VD2 wird die Referenzspannung für den *A 277 D* von etwa 6,2 V erzeugt. Sie wird dem Anschluß 3 des IS für die maximale Referenzspannung direkt zugeführt. Der Anschluß 16 erhält die minimale Referenzspannung von etwa 3,4 V über den

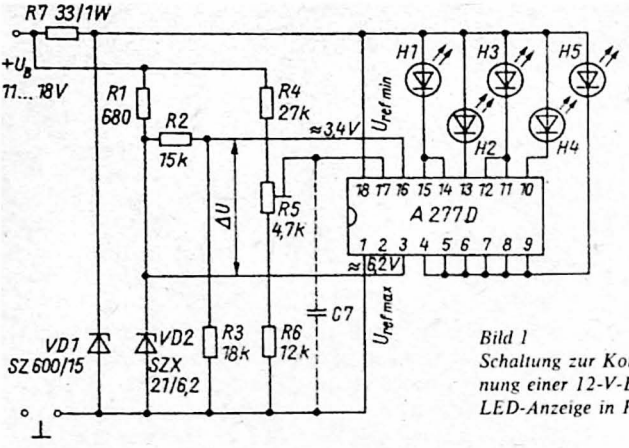


Bild 1
Schaltung zur Kontrolle der Spannung einer 12-V-Batterie mit LED-Anzeige in Punktbetrieb

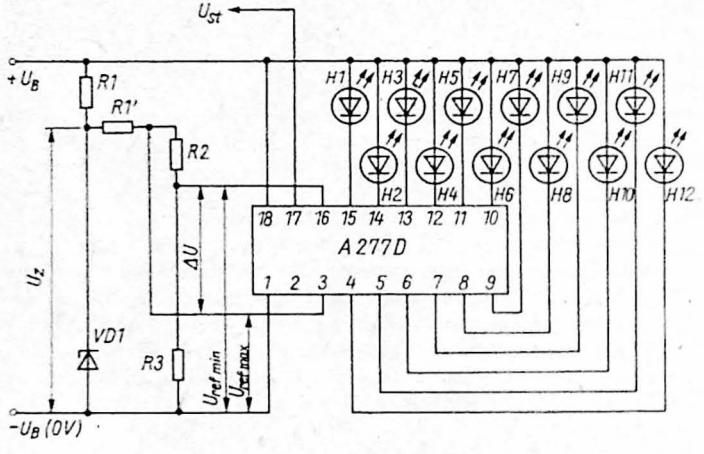


Bild 2 Prinzipschaltung eines A 277 D mit 12 angeschlossenen LEDs in Punktbetrieb. R1' kann entfallen, wenn die Z-Diodenspannung 6,2 V nicht übersteigt

Spannungsteiler $R2/R3$. Die Spannungsdifferenz zwischen beiden Referenzspannungseingängen beträgt somit etwa 2,8 V. Die zu messende Spannung $+U_B$ wird durch den Spannungsteiler $R4/R5/R6$ auf etwa 30 % ihres Wertes heruntergeteilt und dem Steuereingang 17 zugeführt.

Die Funktionsweise des *A 277 D* sei kurz erwähnt. Für weitergehende Informationen wird auf die entsprechende Literatur verwiesen [3]. Bild 2 zeigt die Prinzipschaltung eines *A 277 D* mit 12 Leuchtdioden im sogenannten Punktbetrieb. Wie bei den im vorliegenden Beitrag beschriebenen Schal-

tungen werden die Referenzspannungen U_{refmax} und U_{refmin} durch eine Z-Diode mit anschließendem Spannungsteiler aus der Betriebsspannung U_B gewonnen. Die Spannung am Steueranschluß 17 wird mit den Referenzspannungen U_{refmin} und U_{refmax} verglichen. Wird die Spannung am Steuereingang 17 von einem Wert, der etwa der minimalen Referenzspannung entspricht, bis auf die Größe der maximalen Referenzspannung erhöht, so leuchten nacheinander die mit den Anschlüssen 15 bis 4 des IS verbundenen Leuchtdioden H1 bis H12 auf. Die dabei zwischen den Anschlüssen 15 und 14 auftretende Spannung entscheidet über eine interne Kontrollschaltung des IS, ob jeweils nur eine Diode leuchtet (Punktanzeige). Das geschieht, wenn die Spannung zwischen den Anschlüssen 14 und 15 kleiner als etwa 1 V ist. Liegt diese über etwa 1,5 V, schaltet der IS auf «Bandbetrieb». In diesem Fall leuchten entsprechend der Höhe der Steuerspannung mehrere (räumlich neben- oder übereinander angeordnete) Leuchtdioden auf. Bei Punktbetrieb und sofern entsprechend Bild 2 alle 12 möglichen LEDs angeschlossen sind, leuchtet jede Diode bei einer Steuerspannung (Anschluß 17) auf, die jeweils um etwa $\frac{1}{12}$ der Differenz ΔU von maximaler und minimaler Referenzspannung höher ist als die minimale Referenzspannung. Beträgt diese z. B. 2 V, die maximale 5,6 V, ergibt sich die Differenzspannung ΔU zu:

$$\Delta U = U_{refmax} - U_{refmin},$$
$$\Delta U = 5{,}6 - 2 = 3{,}6\ \text{V}.$$

Daraus resultiert:

$$\frac{\Delta U}{12} = \frac{3{,}6\ \text{V}}{12} = 0{,}3\ \text{V}.$$

Eine am Anschluß 15 angeschlossene LED leuchtet dann bei einer Steuerspannung U_{St} von etwa 2 bis 2,3 V, die nächste, am Anschluß 14, bei etwa 2,3 bis 2,6 V usw. Durch Parallelschaltung von Ausgängen (Bild 1 und Bild 4) kann erreicht werden, daß die jeweils angeschlossene LED über mehrere Spannungsintervalle leuchtet. Bei 2 parallelgeschalteten Ausgängen würde dem Beispiel entsprechend die angeschlossene LED während eines Steuerspannungsintervalls von

$$2 \times \frac{\Delta U}{12} = 0{,}6\ \text{V}$$

aufleuchten.

In der Schaltung nach Bild 1 wird Punktanzeige mit teilweise parallelgeschalteten Ausgängen angewendet. Den Normalzustand der Batteriespannung in einem Bereich von 12,5 bis 14,3 V signalisiert die grüne LED H3. Dabei erreicht man den relativ breiten Bereich für die Anzeige durch die Parallelschaltung der Anschlüsse 11 und 12. Eine geringfügige Überspannung von 14,2 bis 15,2 V zeigt die gelbe LED H4 an, die nur durch den Ausgang 10 angesteuert wird. Spannungen über 15,2 V meldet die rote LED H5, die durch die Ausgänge 5 bis 9 betrieben wird. Bei einer geringfügigen Unterspannung von 11,6 bis 12,5 V leuchtet die gelbe LED H2, die

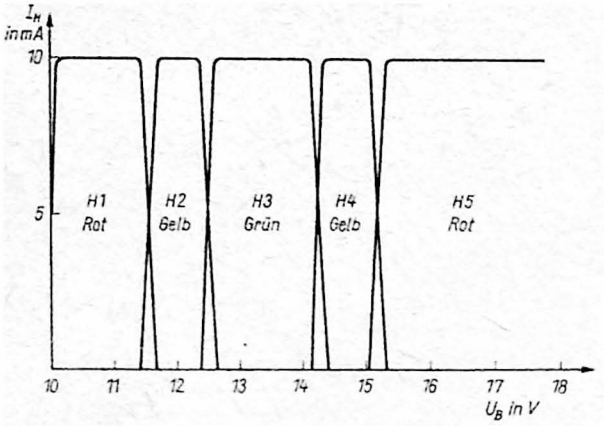


Bild 3 Größe des Stroms I_H durch die LEDs H1 bis H5 in Abhängigkeit von der Höhe der kontrollierten Spannung (U_B = 12 V), entsprechend der Schaltung Bild 1

nur mit dem Ausgang 13 verbunden ist. Spannungen von weniger als 11,6 V bis unter 10 V meldet die rote LED H1, durch die Ausgänge 15 und 14 angesteuert. Bild 3 zeigt den Strom durch die LEDs H1 bis H5 in Abhängigkeit von der kontrollierten Batteriespannung U_B entsprechend Bild 1. Mit $R5$ lassen sich die Anzeigebereiche der Leuchtdioden nach höheren oder niedrigeren Werten der zu kontrollierenden Spannung verschieben. Ebenso ist es möglich, Anzeigebereiche durch Parallelschaltung von weiteren LED-Ausgängen des *A 277 D* zu verbreitern. Aus Bild 3 ist zu erkennen, daß sich die Leuchtbereiche zweier benachbarter LEDs überschneiden. Es beginnt bei steigender Steuerspannung durch H2 schon ein Strom zu fließen, noch ehe H1 stromlos geworden ist. Der Grad der Überschneidung ist von der Größe der Differenz der beiden Referenzspannungen ΔU abhängig. Bei Werten von $\Delta U \approx 1{,}2$ bis 2 V ist der Leuchtübergang fließend, bei größerem ΔU ($\geqq 4$ V) dagegen entsteht ein «springender» Leuchtübergang von einer Leuchtdiode zur nächsten. Ein fließender Leuchtübergang hat den Vorteil, daß mindestens eine Diode immer leuchtet und das gleichzeitige Leuchten zweier benachbarter Dioden einen Zwischenwert signalisiert, was einer Erhöhung der Anzeigegenauigkeit gleichkommt.

Kontrollschaltung für die Betriebsspannung einer 6-V-Anlage

Bild 4 zeigt eine Schaltung zur Kontrolle der Batteriespannung einer 6-V-Anlage. Bei prinzipiell ähnlichem Aufbau wie nach Bild 1 ergeben sich durch die niedrige Betriebsspannung einige Besonderheiten. Der *A 277 D* benötigt für den Punktanzeigebetrieb den Kenndaten nach eine minimale

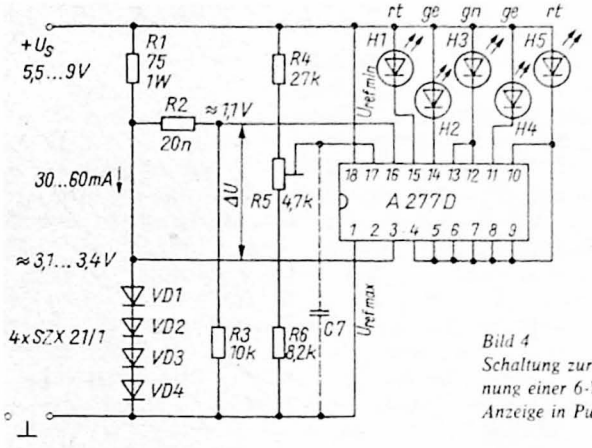


Bild 4
Schaltung zur Kontrolle der Spannung einer 6-V-Batterie mit LED-Anzeige in Punktbetrieb

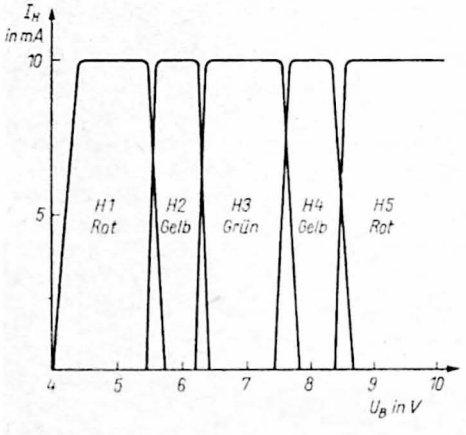


Bild 5
Größe des Stroms I_H durch die LEDs H1 bis H5 in Abhängigkeit von der kontrollierten Spannung (U_B = 6 V), entsprechend der Schaltung Bild 4

Betriebsspannung von 5,5 V. Die maximale Referenzspannung soll um 3 V niedriger liegen, sie dürfte dann nicht größer als 2,5 V sein. Erfahrungsgemäß sind diese Kenndaten mit großer Sicherheit angegeben und können, da sie nicht zu Überlastungen führen, geringfügig über- bzw. unterschritten werden. Erfahrungsgemäß arbeitet der *A 277 D* noch mit Betriebsspannungen, die knapp unter 5 V liegen sowie mit einer maximalen Referenzspannung, die nur um etwa 2 V kleiner ist. Im Mustergerät wird eine maximale Referenzspannung von etwa 3 V verwendet, wofür «normale» Z-Dioden nicht zur Verfügung stehen. Dafür wird eine Reihenschaltung von 4 Z-Dioden *SZX 21/1*, die in Durchlaßrichtung betrieben werden, eingesetzt (VD1 bis VD4). Um eine hinreichende Stabilität zu erzielen, muß dabei ein wesentlich größerer Strom durch die Dioden fließen als bei üblichen Z-Dio-

den. Dabei ist die Spannung über VD1 bis VD4 in höherem Maß vom Diodenstrom abhängig als bei «echten» Z-Dioden. Ein Anstieg der Betriebsspannung von 5,5 auf 8,5 V (entsprechend Bild 4) hat einen Anstieg des Diodenstroms von etwa 30 mA auf 60 mA zur Folge. Die Spannung über den Dioden steigt dabei von 3,1 V auf etwa 3,35 V. Die minimale Referenzspannung von etwa 1,1 V wird durch den Spannungsteiler $R2/R3$ gewonnen. Da der *A 277 D* bei den kleinsten zu kontrollierenden Spannungen eine Betriebsspannung erhält, die schon unterhalb der zulässigen Mindestgröße liegt, kann die LED H1 nur durch einen Ausgang angesteuert werden. Beim weiteren Absinken der Batteriespannung unter 5 V leuchtet H1 noch so lange, bis bei etwa 4,2 V die Funktion des IS vollständig aussetzt. Dadurch ergibt sich für H1 auch bei Benutzung nur eines Ausganges des IS ein relativ breiter Anzeigebereich. Die übrigen Leuchtdioden sind ähnlich wie bei der 12-V-Version angeschlossen, nur um jeweils einen Ausgang versetzt. Bild 5 zeigt den Stromverlauf durch die Dioden H1 bis H5 in Abhängigkeit von der kontrollierten Batteriespannung. Bedingt durch die niedrige Differenzspannung ΔU von nur 2 V ergibt sich ein fließender Leuchtübergang zwischen den LEDs, der noch ausgeprägter ist als bei der 12-V-Anlage.

Ein Betrieb des *A 277 D* knapp außerhalb der garantierten Kenndaten findet nur bei extrem niedrigen Batteriespannungen statt. Von 5,5 V an aufwärts liegt sie schon im zulässigen Bereich. Ab 6 V werden auch die Grenzwerte bezüglich der maximalen Referenzspannung eingehalten. Gegebenenfalls kann diese durch Weglassen einer der Dioden (z. B. VD4) auf etwa 2,4 V verringert werden. Die Schaltung hält dann von einer Batteriespannung von 5,5 V an alle Daten ein. R1 ist dabei auf 82 bis 100 Ω zu vergrößern. Die minimale Referenzspannung liegt bei 0,8 V. Daraus ergibt sich ΔU zu etwa 1,6 V, womit sich ein deutlich fließender Leuchtübergang einstellt. Für VD1 usw. kann an Stelle der *SZX 21/1* nahezu jeder Typ der SI-Dioden verwendet werden, die einen Durchlaßstrom von 100 mA vertragen, wie die *SAY 12, SAY 17, SAY 18* usw. Reicht bei der Inbetriebnahme der Einstellbereich von $R5$ nicht aus, um die gewünschten Anzeigebereiche der LEDs zu erhalten, sind gegebenenfalls die Spannungsteilerwiderstände $R4$ bzw. $R6$ zu ändern. Das gilt sinngemäß für alle beschriebenen Schaltungen.

Hinweise für den Aufbau

Die Schaltung baut man zweckmäßig auf einer kleinen Universalleiterplatte auf, die mit entsprechenden Abstandsrollen hinter einer Frontplatte aus Hartpapier oder ähnlichem befestigt wird, durch die die LEDs hindurchragen. Bild 6 zeigt einen Vorschlag zur Anordnung der LEDs in der Frontplatte. Bild 6a gilt für den Aufbau mit den Typen *VQA 13, VQA 23* und *VQA 33* mit rundem Gehäuse und 5 mm Durchmesser. Ein optisch günstiger Aufbau ergibt sich bei Verwendung der runden *VQA 23* (grün) und der rechteckigen *VQA 14* (rot) und der *VQA 34* (gelb), siehe Bild 6b. Die in der Mitte befindliche (runde) grüne LED H3 zeigt den Normalzustand an. Die als «senkrechte Achtungszeichen» angeordneten gelben LEDs H2 und H4

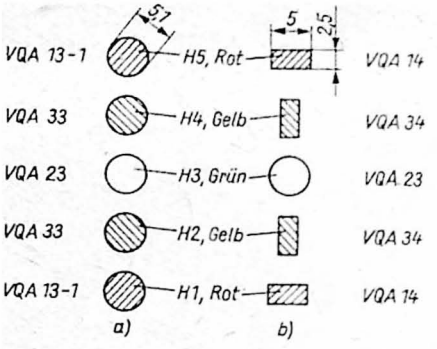


Bild 6
Anordnung der Anzeigeelemente H1 bis H5 entsprechend den Schaltungen Bild 1 und Bild 4 in der Frontplatte; a – bei Verwendung der LEDs VQA 13/23/33, b – bei Verwendung der LEDs VQA 14/23/34

signalisieren eine noch relativ ungefährliche Unter- bzw. Überspannung. Die als waagerechte «Sperrbalken» zu verstehenden roten LEDs zeigen an, daß die zulässige Batteriespannung merklich unter- bzw. überschritten wird und die Fahrt unterbrochen werden sollte.

Kontrollschaltung für den Batterieladestrom bei einer 12-V-Anlage

Mindestens ebenso wichtig wie die Kenntnis des Ladezustands der Batterie ist es, zu wissen, daß und in welchem Maß die Batterie während der Fahrt von der Lichtmaschine geladen wird. Bild 7 zeigt eine Schaltung zur Kontrolle des Batterieladestroms bei einer 12-V-Anlage. Zur Anzeige verwendet man eine Schaltung mit dem *A 277 D* in Bandanzeigebetrieb. Mit steigender Steuerspannung (Anschluß 17) werden, sobald diese die Größe der minimalen Referenzspannung überschritten hat, die LEDs H1 bis H12, mit H1 beginnend, angesteuert. Zunächst leuchtet H1, danach kommt H2 hinzu, ohne daß H1 verlischt, dann H3 usw. Die letzte Diode H12 leuchtet dann auf, wenn die Steuerspannung die Größe der maximalen Referenzspannung erreicht hat.

Bei einer Anordnung der LEDs dicht beieinander in einer geraden oder z. B. auch kreisförmigen Linie entsteht der Eindruck eines leuchtenden Bandes, der der Schaltung den Namen gab. Der Anzeigeteil entspricht bis auf den vorstehend beschriebenen Bandanzeigebetrieb der Schaltung nach Bild 1. Damit können nur Spannungen in der Größe von einigen Volt gemessen bzw. kontrolliert werden, deren Minuspol außerdem mit der Fahrzeugmasse verbunden ist. Es soll aber ein Strom in der Plus-Leitung gemessen werden, die das extrem entgegengesetzte Potential gegenüber der Fahrzeugmasse führt.

Zur Messung des Ladestroms wird der Spannungsabfall über dem Hauptkabel zum Pluspol der Batterie ausgenutzt [1]. Der Leitungswiderstand dieses Kabels, das normalerweise vom Anlasser zur Batterie führt, liegt bei einer 12-V-Anlage zwischen 1,5 und 2,5 mΩ. Bei einem Ladestrom von

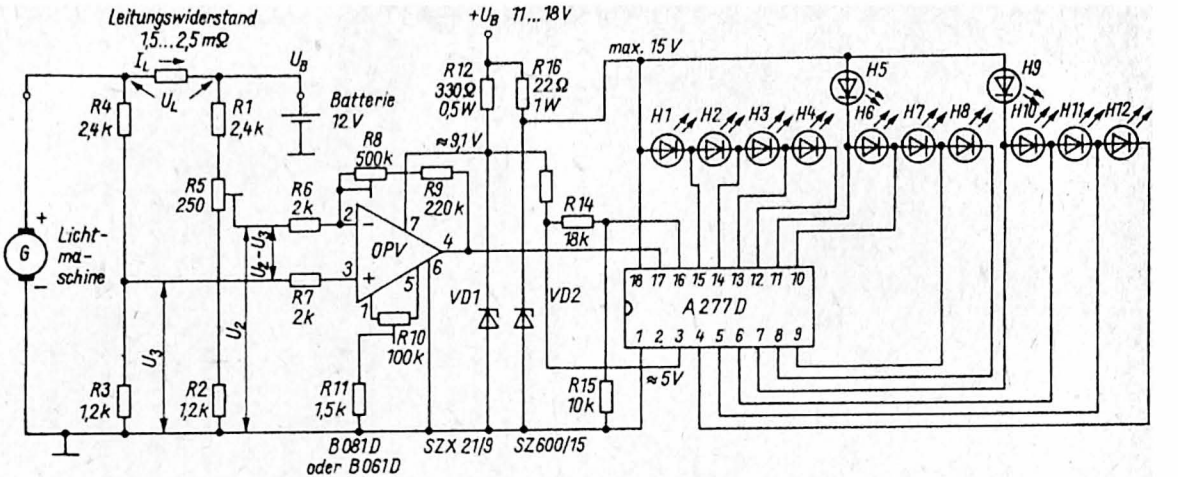


Bild 7 Schaltung zur Kontrolle des Batterieladestroms bei einer 12-V-Kfz-Anlage mit LED-Anzeige in Bandbetrieb, bei Einsatz eines OPV B 061 D entfällt R11

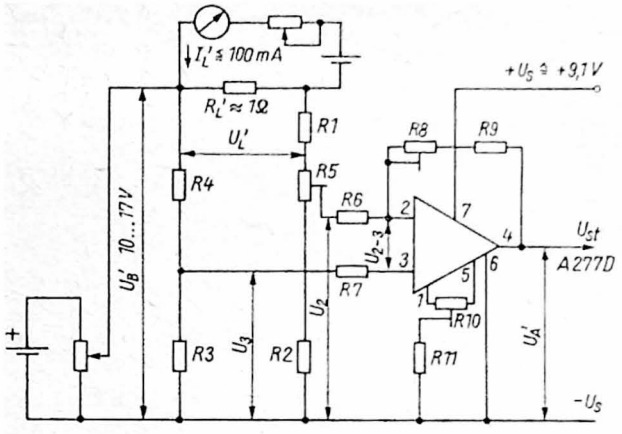


Bild 8 Hilfsschaltung zur Einstellung der Stromkontrollschaltungen nach Bild 7 und Bild 9

$I_L = 30$ A ergibt sich ein Spannungsabfall U_L von 45 bis 75 mV. Zur Umwandlung dieser relativ kleinen, quasi symmetrischen Spannung in eine wesentlich größere, unsymmetrische Spannung, mit der der *A 277 D* ausgesteuert werden kann, wird ein Operationsverstärker (OPV) eingesetzt. Besonders geeignet sind die Typen mit herausgeführten Anschlüssen für die Offsetkompensation, wie die *B 081 D* und *B 061 D* [4], die sich für den Einsatz in der Schaltung Bild 7 eignen. Für die 6-V-Variante (Bild 8) kommt nur der *B 061 D* in Frage.

Die dem Ladestrom annähernd proportionale Spannung U_L wird den beiden Eingängen des OPV über die Spannungsteiler $R1/R2$, bzw. $R4/R3$ zugeführt. Die symmetrische Eingangsspannung $U2/3$ ergibt sich bei Vernachlässigung von $R5$ mit $U_L = 45$ mV zu:

$$U2/3 = U_L \cdot \frac{R2 + R3}{R1 + R2 + R3 + R4} = 45\,\text{mV} \cdot \frac{2{,}4\,\text{k}\Omega}{7{,}2\,\text{k}\Omega} = 15\,\text{mV}.$$

Zur Aussteuerung des *A 277 D* wird eine Spannung benötigt, die etwa der Differenz ΔU von minimaler bis maximaler Referenzspannung entspricht, in der Schaltung Bild 7 etwa 2 bis 5 V. Die Eingangsspannung des OPV muß auf die Größe der Differenzspannung ΔU 5 V − 2 V = 3 V verstärkt werden. Es ergibt sich eine benötigte Verstärkung V_u des OPV zu

$$V_u \approx \frac{\Delta U}{U2/3} = \frac{3\,\text{V}}{15\,\text{mV}} = 200.$$

In der Schaltung Bild 7 erhält man die Verstärkung angenähert aus

$$V_u \approx \frac{R8 + R9}{R6 + (R1 \parallel R2)}.$$

Mit $R8 = 350\,\text{k}\Omega$ kann dieser Verstärkungsgrad realisiert werden

$$V_u \approx \frac{220\,\text{k}\Omega + 350\,\text{k}\Omega}{2\,\text{k}\Omega + (2{,}4\,\text{k}\Omega \parallel 1{,}2\,\text{k}\Omega)} = \frac{570\,\text{k}\Omega}{2{,}8\,\text{k}\Omega} = 202.$$

Ist der Spannungsabfall U_L auf Grund eines höheren Leitungswiderstands oder einer höheren Grenze des zu kontrollierenden Stromes größer, so muß man eine entsprechend kleinere Verstärkung wählen und gegebenenfalls für $R8$ einen Einstellregler von 250 kΩ einsetzen. Prinzipiell ist einer kleineren Verstärkung der Vorzug zu geben. Dadurch erhöht sich die Stabilität der Schaltung, und die noch zu beschreibende Einstellung der Gleichtaktunterdrückung wird unkritischer.

Über die Eingangsspannungsteiler $R1/R2$ und $R4/R3$ wird den Eingängen des OPV nicht nur der Spannungsabfall über dem Batteriekabel, sondern auch die um ein Vielfaches größere Batteriespannung U_B zugeführt. Betrachtet man eine Schwankungsbreite von U_B von 11 V bis 16 V, ergibt sich nach Abgleich mit $R5$ ($U2 = U3$) eine Gleichtakteingangsspannung zu

$$U2 = U3 = U_B \cdot \frac{R2}{R1 + R2} = U_B \cdot \frac{R3}{R3 + R4}$$

$$= 11\,\text{V} \cdot \frac{1{,}2\,\text{k}\Omega}{1{,}2\,\text{k}\Omega + 2{,}4\,\text{k}\Omega} = 3{,}67\,\text{V}.$$

Bei $U_B = 16\,\text{V}$ erhält man $U2 = U3 = 5{,}33\,\text{V}$.
Für den OPV *B 081 D* gilt die Bedingung, daß die maximale Eingangsspannung $U2$ und $U3$ nicht größer sein soll als die positive Betriebsspannung $+U_S$, vermindert um 4 V ($U2_{max} = +U_s - 4\,\text{V}$). Da die negative Betriebsspannung $-U_s$ auf Massepotential des Fahrzeugs liegt, ist für $+U_s$ die Spannung der Z-Diode VD1 von etwa 9,1 V einzusetzen:

$$U2/3_{max} = 9{,}1\,\text{V} - 4\,\text{V} = 5{,}1\,\text{V}.$$

Die minimale Eingangsspannung soll um 4 V über der negativen Betriebsspannung $-U_s$ liegen ($U2/3_{min} = -U_s + 4\,\text{V}$). Da $-U_s$ dem Massepotential des Fahrzeugs entspricht, ergibt sich $U2/3_{min} = 4\,\text{V}$. Im betrachteten Batteriespannungsbereich von 11 bis 16 V werden diese Grenzwerte mit 5,33 und 3,67 V nur unwesentlich über- bzw. unterschritten. Erfahrungsgemäß lassen sich die OPVs der *B 080 D*-Reihe mindestens bis zu Eingangsspannungswerten von $U2/3_{min} = -U_s + 3\,\text{V}$ bis $U2/3_{max} = U_s - 3\,\text{V}$ betreiben. Im vor-

liegenden Fall bedeutet das einen Arbeitsbereich von $U2/3_{min} = 3$ V bis $U2/3_{max} = 6{,}1$ V. Damit ist ein Betrieb im Batteriespannungsbereich von etwa 9,5 bis 18 V möglich.

Beim OPV *B 061 D* liegen die entsprechenden garantierten Grenzwerte bei $+U_s - 2{,}5$ V und $-U_s + 2{,}5$ V, die im vorliegenden Fall mit Sicherheit eingehalten werden.

Da die Schaltung zur Kontrolle des Ladestroms, nicht aber zur Spannungsüberwachung eingesetzt werden soll, darf eine Änderung der Batteriespannung keinen Einfluß auf die Anzeige haben. Eine gleichzeitige Änderung der Spannung an beiden Eingängen des OPV darf also keinen Einfluß auf den Ausgang haben. Ihrer inneren Schaltung nach sind die OPVs so aufgebaut, daß sie gleich große, gleich phasige Signale an beiden Eingängen nicht oder nur sehr wenig verstärken. In den Kenndaten wird als Maß für dieses Verhalten die Gleichtaktunterdrückung angegeben. Mit $R5$ wird die Spannung an beiden Eingängen auf gleiche Größe eingestellt. Durch eine weitere Korrektur mit $R5$ läßt sich die verbleibende unerwünschte Gleichtaktverstärkung zumindest teilweise kompensieren.

Zum Abgleich der Schaltung schaltet man entsprechend Bild 8 an Stelle des Leitungswiderstands R_L einen Ersatzwiderstand R_L' von etwa 1 Ω ein. Die schwankende Spannung der Kfz-Batterie wird durch eine veränderbare Spannungsquelle U_B' von etwa 20 V nachgebildet, die man an die Spannungsteilerwiderstände $R1/R2$ und $R4/R3$ legt. In den Widerstand R_L' wird von einer zweiten Spannungsquelle ein Strom I_L' eingespeist, der an R_L' einen Spannungsabfall U_L' von der gleichen Höhe erzeugt, wie er auch am Starterkabel zu erwarten ist. Der Einstellregler $R10$ für den Offsetabgleich steht zunächst in Mittelstellung. Mit $R5$ optimiert man die Gleichtaktunterdrückung. Dabei wird $R5$ so eingestellt, daß die Ausgangsspannung des OPV U_A' trotz Änderung von U_B' zwischen 11 und 16 V konstant bleibt. Dabei ist es unwichtig, welchen Wert U_A' hat. Mit $R10$ wird bei fehlendem I_L' eine Ausgangsspannung U_A' eingestellt, die der minimalen Referenzspannung, im vorliegenden Fall etwa 2 V entspricht. Dabei darf noch keine LED leuchten. Danach kontrolliert man die Gleichtaktunterdrückung durch Änderung von U_B' und korrigiert notfalls mit $R5$, worauf der Offsetabgleich nachgestellt wird. Ist die Gleichtaktunterdrückung hinreichend optimiert (ein geringfügiger Einfluß der Batteriespannung von $\frac{\Delta U}{\Delta U_A}$, = 3 % auf die Anzeige kann in Kauf genommen werden), stellt man mit $R8$ die Verstärkung des OPV ein. Erwartet man bei dem maximal zu messenden Ladestrom über das Batteriekabel einen Spannungsabfall U_L von z. B. 45 mV, so wird dieser in der Schaltung nach Bild 8 durch einen Strom I_L' von 45 mA durch R_L' von 1 Ω nachgebildet. Mit $R8$ stellt man die Meßanordnung auf Vollausschlag ein, wobei die Ausgangsspannung $UA' \approx 5$ V betragen und alle 12 LEDs leuchten sollen. Wird der Strom I_L' auf 22,5 mA verringert, dürfen nur noch 6 LEDs leuchten usw. Bei fehlendem Eingangssignal werden die Gleichtaktunterdrückung und die Ausgangsspannung U_A' des OPV kontrolliert und gegebenenfalls korrigiert. Nach Einbau in das Kfz kann die

Schaltung durch Messung des realen Ladestroms mit einem Vergleichsinstrument kontrolliert, und die Einstellungen können notfalls geringfügig korrigiert werden.

Kontrollschaltung für den Batterieladestrom bei einer 6-V-Anlage

Bild 9 zeigt eine Kontrollschaltung für den Ladestrom bei einer 6-V-Kfz-Anlage. Die Funktionsweise ist prinzipiell die gleiche wie bei der 12-V-Anlage (Bild 7). Es müssen nur, wie bei der Schaltung nach Bild 4, die mit der niedrigen Betriebsspannung zusammenhängenden Schwierigkeiten bewältigt werden. Beträgt diese etwa 6 V, so kann mit dem *A 277 D* ein Bandanzeigebetrieb mit 12 LEDs nicht realisiert werden, da bei einer Flußspannung der LEDs von $U_F \approx 2$ V an der Reihenschaltung von 4 LEDs etwa 8 V abfallen würden. Einen Kompromiß stellt die in [5] angegebene Schaltung für den Bandbetrieb bei niedrigen Spannungen dar. In dieser Schaltung sind jeweils 2 LEDs in Reihe geschaltet, die mit jeweils 2 parallelgeschalteten Ausgängen in Verbindung stehen. Auf diese Weise ergibt sich eine Leuchtbandanzeige mit 6 LEDs. Zur Sicherstellung des Bandbetriebs muß zwischen Anschluß 14 und 15 eine Spannung von 1,5 V bestehen. Diese wird durch 3 in Reihe geschaltete Dioden VD2 bis VD4 (z.B. *SAY 17*) realisiert. Eine Z-Diode VD1 liefert eine stabilisierte Spannung von nur 5,1 V als Speisespannung für den OPV, der deshalb ein *B 061 D* sein sollte. Über den Spannungsteiler *R*13/*R*14/*R*15 werden daraus die Referenzspannungen $U_{refmax} \approx 3{,}4$ V und $U_{refmin} \approx 1{,}8$ V für den *A 277 D* gewonnen. Die Spannungsteilerwiderstände *R*1 bis *R*4 sind wegen der niedrigeren Batteriespannung kleiner als bei der 12-V-Variante. Der oft kleinere Leitungswiderstand R_L wird meistens durch den höheren Ladestrom ausgeglichen, so daß sich

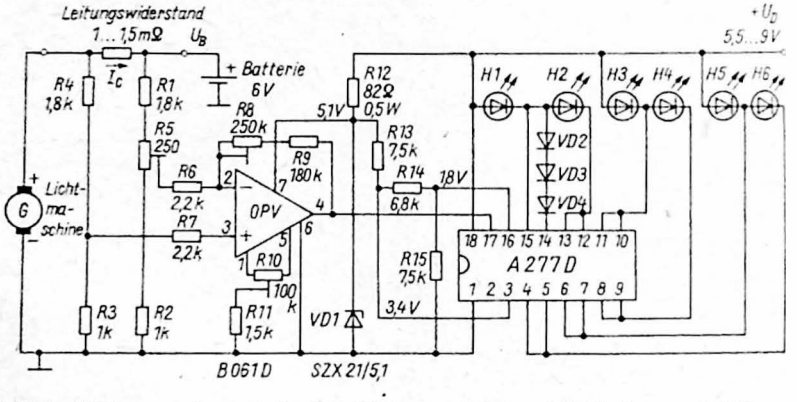


Bild 9 Schaltung zur Kontrolle des Batterieladestroms bei einer 6-V-Kfz-Anlage mit LED-Anzeige in Bandbetrieb

überschlägig bei der 6-V-Anlage der gleiche Spannungsabfall U_L über das Batteriekabel einstellt wie bei der 12-V-Anlage.

Bei einem $U_L = 45$ mV ergibt sich für *U2/3* zwischen beiden Eingängen:

$$U2/3 = U_L \cdot \frac{R2 + R3}{R1 + R2 + R3 + R4} = 45 \cdot \frac{2\,\text{k}\Omega}{5{,}6\,\text{k}\Omega} = 16{,}1\,\text{mV}.$$

Der *A 277 D* benötigt in der Schaltung nach Bild 9 eine Differenzeingangsspannung ΔU von 3,4 V − 1,8 V = 1,6 V. Der OPV muß somit das Eingangssignal um $V_u = \frac{1{,}6\,\text{V}}{0{,}016\,\text{V}} = 100$fach verstärken. Die gegenüber der 12-V-Variante niedrigere Verstärkung resultiert hauptsächlich aus der kleineren Referenzspannung (ΔU).

Die Gleichtakteingangsspannung beträgt bei einer minimalen Batteriespannung von 5,5 V

$$U2/3_{\text{min}} = 5{,}5\,\text{V} \cdot \frac{\text{R1}}{R1 + R2} = 5{,}5\,\text{V} \cdot \frac{1\,\text{k}\Omega}{2{,}8\,\text{k}\Omega} = 1{,}97\,\text{V}.$$

Bei $U_{\text{Bmax}} = 9$ V wird

$$U2/3_{\text{max}} = 9\,\text{V} \cdot \frac{1\,\text{k}\Omega}{2{,}8\,\text{k}\Omega} = 3{,}2\,\text{V}.$$

Für den OPV *B 061 D* ergibt sich bei einer Gesamtbetriebsspannung zwischen $+U_s$ und $-U_s$ von 5,1 V ein zulässiger Aussteuerbereich von $U2/3_{\text{min}} = 2{,}5$ V bis $U2/3_{\text{max}} = 5{,}1\,\text{V} - 2{,}5\,\text{V} = 2{,}6$ V. Dieser wird im betrachteten Batteriespannungsbereich um etwa 0,6 V über- bzw. unterschritten. Ähnlich wie beim *B 081 D* sind auch diese Grenzen mit großer Sicherheit angegeben, so daß ihre Überschreitung im angegebenen Umfang die Funktion nicht beeinträchtigt.

Wegen der niedrigen Betriebsspannung sollten für H1 bis H6 nur solche Leuchtdioden verwendet werden, die eine kleine Durchlaßspannung U_F aufweisen, wie die (roten) *VQA 13*/13-1 und *VQA 15*. Da wegen der niedrigen Betriebsspannung das Leuchtband nur aus 6 LEDs besteht, ist die Anzeigegenauigkeit auch nur halb so groß wie bei der 12-V-Schaltung, gegenüber der herkömmlichen Anzeige mit der Ladekontrollampe aber ungleich genauer. Das Einstellen der Empfindlichkeit, des Meßbereichs und der Gleichtaktunterdrückung geschieht sinngemäß wie bei der 12-V-Schaltung.

Beide Schaltungen lassen sich auch zur Kontrolle anderer Ströme einsetzen. So kann z. B. R_L ein Stück der Leitung sein, über die der Strom der Blinklampen an einer Fahrzeugseite fließt. Die Schaltung kann dann so eingestellt werden, daß der Strom nur einer Blinklampe (bei 6 V etwa 3,5 A) die 1. LED zum Leuchten bringt, der Strom von 2 Lampen (7 A) die 2. aufleuchten läßt und eine 3. Lampe bei Anhängerbetrieb eine 3. LED zuschaltet. Um die Anzeigebereiche sicher gegeneinander abzugrenzen, kann man jede 2. LED, z. B. H2, H4 und H6, nach Bild 9 weglassen, zumal auch nur 3 Anzeigeelemente benötigt werden. Entsprechend läßt sich auch mit der Schaltung für 12 V verfahren.

Hinweise für den Aufbau der Schaltungen

Der Betrieb von elektronischen Baugruppen im Kfz erfordert es, auf einige spezifische Besonderheiten Rücksicht zu nehmen. Bei einem eventuellen Kurzschluß von Teilen, die mit dem Pluspol der Batterie verbunden und nicht durch Sicherungen geschützt sind, können große Kurzschlußströme fließen, die zu Bränden und unter Umständen zum Totalschaden des Fahrzeugs führen. Zum anderen können sich Zündimpulse sowie die Welligkeit und andere Störimpulse auf die Lichtmaschinenspannung störend auswirken.

Bild 10 zeigt den zum sicheren und weitgehend störfreien Betrieb erforderlichen Aufwand, wobei normalerweise nicht alle eingezeichneten Kondensatoren erforderlich sind. Der Schaltung nach Bild 10 ist die Stromkontrollschaltung entsprechend Bild 7 zugrunde gelegt. Sie gilt sinngemäß für alle beschriebenen Schaltungen, wobei bezüglich Schaltungen nach Bild 1 und Bild 4 der Teil mit dem Operationsverstärker entfällt. Der strichpunktierte Teil befindet sich auf der Leiterplatte, gehört also unmittelbar zum Gerät, die übrigen Teile gehören zur Kfz-Anlage bzw. sind im Kfz anzubringen.

Die Batteriespannung gelangt bei eingeschalteter Zündung (Klemme 15) über eine möglichst kurze Leitung (1,5 mm²) und die Sicherung F1 mit möglichst kleiner Nennstromstärke zum Anschluß X1/2 (Lötöse o. ä.) der Leiterplatte, wobei der Leitungsquerschnitt hinter der Sicherung kleiner sein kann. Die UKW-Drossel $L1$ und der Kondensator $C1$ sollen Störungen von der Betriebsspannungsseite her fernhalten. Der ohmsche Widerstand der Drossel sollte vernachlässigbar klein sein. Für nahezu alle Kondensatoren gilt, daß sie einen hohen Isolationswiderstand aufweisen müssen. Lediglich $C2$, der nur bei 12-V-Schaltungen in Frage kommt, kann ein Elektrolytkondensator sein (falls überhaupt erforderlich).

Über die Spannungsteiler $R1/R2$ und $R4/R3$ fließt, wenn die Fahrzeugbatterie angeschlossen ist (Bild 7 und Bild 9), dauernd ein Strom von jeweils 2 bis 4 mA. Wird das Kfz täglich benutzt, könnte dieser in Kauf genommen werden. Hat es einen Batteriehauptschalter, kann auch dieser Strom unterbrochen werden. Eine Möglichkeit, den Entladestrom zu vermeiden bei gleichzeitiger Erhöhung der Sicherheit, bietet die Unterteilung der Spannungsteilerwiderstände $R1$ und $R4$ unter Zwischenschaltung eines Trennglieds X2 (Stecker oder Schalter). Die «obere» Hälfte von $R1$ und $R4$ (910 Ω bzw. 1,2 kΩ) wird unmittelbar am Batteriekabel, normalerweise $R4$ am Anlasser und $R1$ an der Batterieklemme befestigt. Sollte ein Kurzschluß auftreten, so wird der Strom durch $R1$, bzw. $R4$ begrenzt. Bei $U_B = 12$ V und $R1 = 1{,}2$ kΩ kann ein Strom von maximal 10 mA fließen, der keine Gefahr darstellt. Die «untere» Hälfte von $R1$ und $R4$ befindet sich auf der Leiterplatte. Die Verbindungsstelle X2 kann ein Stecker sein, der sich auch im Motorraum befindet oder ein Schalter auf der Leiterplatte. In jedem Fall muß die Kontaktgabe sicher und der Übergangswiderstand klein sein (mehrere Kontakte parallelschalten).

Die Kondensatoren $C4$ und $C5$ sollen Störungen vom Eingang des Ver-

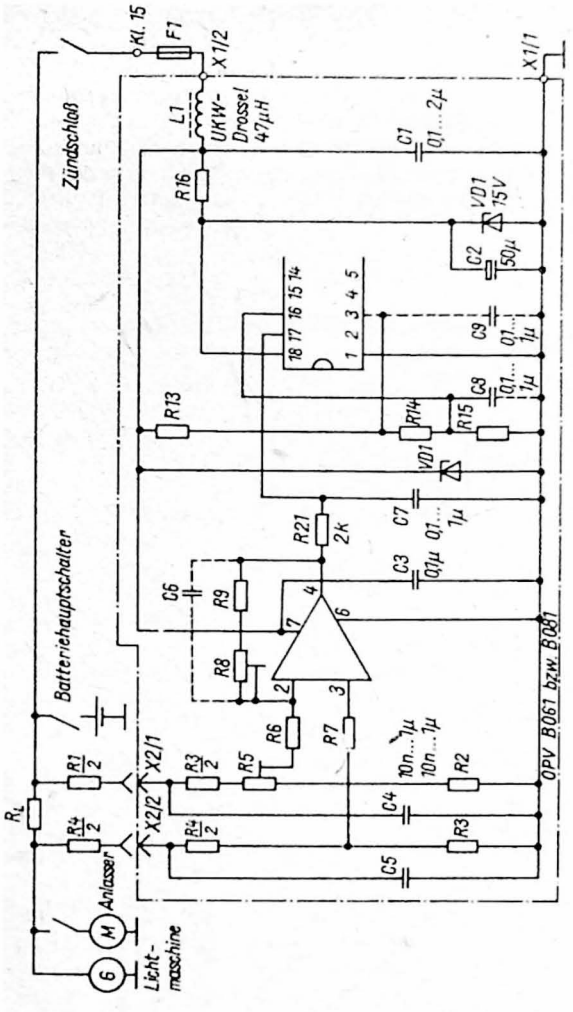


Bild 10 Darstellung des elektrischen Anschlusses der Stromkontrollschaltung entsprechend Bild 7 an die Kfz-Anlage (mit eingezeichnet sind die in den Schaltungen Bild 1, Bild 4, Bild 7 und Bild 9 nicht dargestellten Entstörglieder); F1: Kfz-Sicherung 4 A, besser Feinsicherung 0,33 A

stärkers fernhalten. *C6* läßt sich in den Gegenkopplungszweig des OPV schalten, und er verringert die Verstärkung bei hohen Frequenzen, wodurch an den Eingang gelangte Störimpulse gegenüber dem Gleichstromnutzsignal abgeschwächt werden. Die Größen von *C4*, *C5* und *C6* sind durch Versuch zu ermitteln, wobei *C6* normalerweise nicht erforderlich ist. Im Bedarfsfall kann ein Siebglied *R21*/*C7* vor den Steuereingang des *A 277 D* geschaltet werden. Bei den Schaltungen zur Spannungskontrolle nach Bild 1 und Bild 4 genügt *C7*. Außer dem Eingangsfilter *L1*/*C1* ist das die

einzige Schaltungsmaßnahme, die Störimpulse vom Steuereingang des *A 277 D* fernhält. Der Spannungsabfall über *R*21 ist bei einem maximalen Steuerstrom von 2 µA nicht größer als 4 mV, er kann also vernachlässigt bzw. bei der Inbetriebnahme «eingeeicht» werden. Gegebenenfalls können die Referenzspannungen mit *C*8 und *C*9 entstört werden.

Die Schaltung sollte man über X1/1 mit der Fahrzeugmasse über eine möglichst kurze, dicke Leitung an einem günstigen Punkt, normalerweise mit dem Minuspol der Batterie, verbinden.

Literatur

[1] M. Rentzsch, Kfz-Elektronik, Amateurreihe electronica, Band 231, Berlin 1986.

[2] H. Jakubaschk, Kraftfahrzeug-Drehzahlmesser mit Leuchtbandanzeige, radio fernsehen elektronik 31 (1982), Heft 3, Seite 177 bis 179.

[3] D. Dahms/H. Elschner/G. Rödig, LED-Ansteuerschaltkreis A 277 D, radio fernsehen elektronik 30 (1981), Heft 10, Seite 615 bis 618.

[4] D. Müller, Moderne Operationsverstärker – einfacher Schaltungsaufbau, Elektronisches Jahrbuch 1987, Seite 181 bis 195, Berlin 1986.

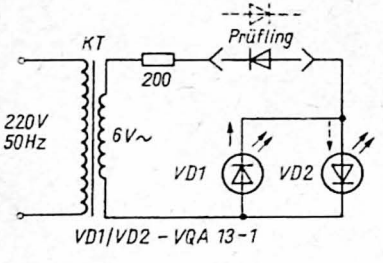
[5] D. Dahms/H. Elschner/G. Rödig, Spezielle Anwendungen der IS A 277 D, radio fernsehen elektronik 31 (1982), Heft 3, Seite 174 bis 176.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Einfache Testschaltung für Halbleiterdioden

Der Stromlaufplan unten stellt einen einfachen Diodentester dar, mit dem Halbleiterdioden schnell überprüft und ihre Anschlüsse ermittelt werden können. Leuchten beide Leuchtdioden VD1/VD2, dann hat die zu prüfende Diode einen Kurzschluß. Bei einer Unterbrechung in der Diode bleiben beide Leuchtdioden dunkel. Werden die Leuchtdioden VD1/VD2 beim Prüfgerät so angeordnet wie im Stromlaufplan, dann leuchtet immer die Leuchtdiode, die sich auf der Katodenseite der zu prüfenden Diode befindet. Als Transformator ist für die Prüfschaltung ein Klingeltransformator geeignet. Der Vorwiderstand 200 Ω begrenzt den Strom für die Leuchtdioden.

K. H. S.



Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE

Einfache AM-Eingangsschaltungen

Die Elektronikpraxis zum Empfang der Rundfunksender spielt sicher bei den meisten beginnenden Elektronikamateuren eine Rolle. Das hängt damit zusammen, weil Signale von Rundfunksendern ständig zur Verfügung stehen und die Ergebnisse des praktischen Schaltungsaufbaus sofort über den Ohrhörer, Kopfhörer oder Lautsprecher wahrnehmbar sind. Ein erstes Erfolgserlebnis stellt sich damit auch ein, und das ist für Anfänger besonders wichtig.

Nun weist zwar die Superhettechnik wesentlich bessere Empfangsergebnisse auf, aber dafür ist sie auch komplizierter und erfordert Meßmittel. Die Geradeausempfängerschaltung ist wesentlich einfacher und bringt im Mittelwellen- und Langwellenbereich einen brauchbaren Empfang der in der Nähe liegenden Rundfunksender. Eine Rückkopplung zur Entdämpfung des HF-Schwingkreises (zur Verbesserung der Trennschärfe des Empfängers) ist meist nicht erforderlich. Allerdings sollte man die Windungszahl der Spule *L2* (Basiskoppelspule) so gering wie möglich auslegen, damit der HF-Schwingkreis durch die nachfolgende niederohmige Transistorschaltung nicht zu stark bedämpft wird, was die Trennschärfe beeinträchtigt.

Bild 1 zeigt eine moderne AM-Eingangsschaltung für den MW-Empfang in Geradeausschaltung, die aus dem HF-Schwingkreis, einem 2stufigen

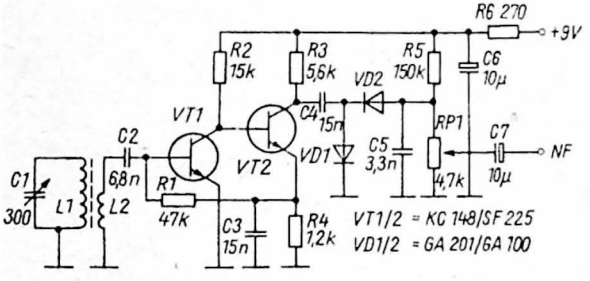


Bild 1 Einfache AM-Eingangsschaltung für einen MW-Geradeausempfänger [1]

HF-Verstärker und dem nachfolgenden 2-Dioden-Demodulator besteht. Die Basisvorspannung für VT1 wird aus der Emitterspannung von VT2 gebildet, so daß sich ein stabiles Arbeiten des HF-Verstärkers ergibt. Die Schwingkreisspulen *L1*/*L2* werden auf einen Ferritstab (8 mm Durchmesser, etwa 80 mm lang) gewickelt. *L1* hat etwa 80 Wdg., *L2* etwa 3 bis 5 Wdg., wobei HF-Litze bei richtiger Verarbeitung günstiger ist als CuL-Draht. Als Drehkondensator kann man einen Typ aus einem alten Transistorsuper verwenden, die vorhandenen beiden Drehkondensatorpakete werden parallelgeschaltet. Am Potentiometer RP1, das als Lautstärkeregler wirkt, kann man über einen Elektrolytkondensator das NF-Signal auskoppeln. Nachfolgend kann ein NF-Transistorverstärker für Kopfhörer- oder Lautsprecherbetrieb angeordnet werden, eleganter ist der Einsatz eines integrierten NF-Verstärkers (*A 211 D* oder *A 210 D*).

Das Bild 2 zeigt eine Eingangsschaltung für den Empfang des Langwellenbereichs. Mit den Kondensatoren *C2* und *C5* und den Spulen *L1* und *L3* gleicht man die Schwingkreise z. B. auf 177 kHz ab (Sender *Stimme der DDR*, Oranienburg). Verwendet man für *L1*/*L3* Spulen mit einer Induktivität von etwa 850 µH, dann ist für 177 kHz *C1*/*C5* etwa 1 nF (Kunstfoliekondensator) einzusetzen. Die Windungszahlen für *L2* sind 15 bis 25 Wdg., für *L4* etwa ⅓ bis ¼ der Wdg. von *L3*. Als Spulendraht wird 0,1-mm- bis 0,15-mm-CuL verwendet.

Soll der Langwellenbereich abstimmbar gestaltet werden (2fach-Drehkondensator, 2 × 500 pF), dann sind für *L1*/*L3* Induktivitäten von etwa 2 mH vorzusehen. Die Spulen *L1*/*L2* können auch auf einem Ferritstab untergebracht werden (*L1* etwa 220 bis 250 Wdg.). Für VT1 bis VT3 eignen sich *SF 225* o. ä., für VD1 der Typ *GA 100*, für VD2 der Typ *SZX 18/8,2*.

Bild 3 zeigt den Stromlaufplan eines 2-Kreis-Geradeausempfängers für den MW-Empfang. Schwingkreis 1 liegt am Empfängereingang, Schwingkreis 2 zwischen den beiden Transistorstufen VT1/VT2. Als Arbeitswiderstand der Transistorstufe VT2 wirkt eine HF-Drossel (L5). VT1/VT2 ar-

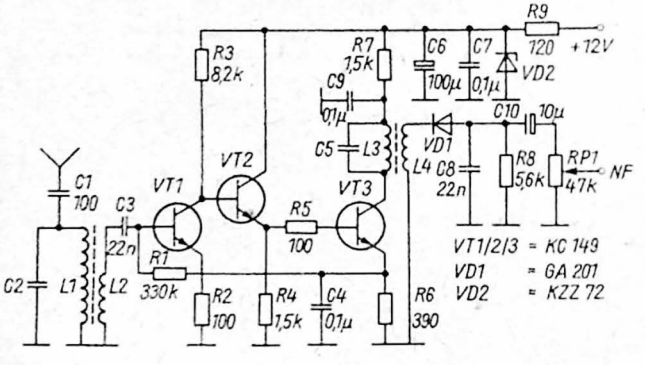


Bild 2 Mit 2 abgestimmten Kreisen versehene AM-Eingangsschaltung für LW-Geradeausempfänger [2]

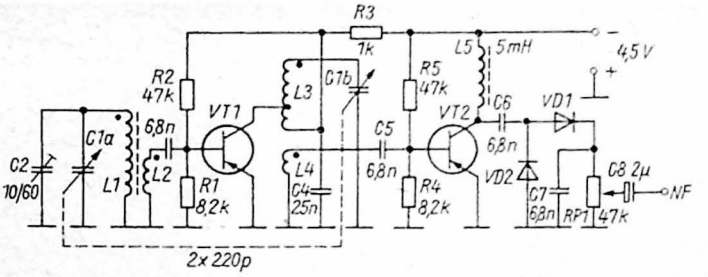


Bild 3 Stromlaufplan für ein 2-Kreis-Geradeausempfänger-Eingangsteil [3]

beiten als HF-Verstärker, mit VD1/VD2 wird die AM-Demodulation vorgenommen, so daß am Lautstärkeregler RP1 das NF-Signal ausgekoppelt werden kann. Für die Germanium-HF-Transistoren *(P 401)* lassen sich auch Siliziumtypen (*SF 225* o. ä.) einsetzen, die Betriebsspannung und die Dioden VD1/VD2 *(GA 100)* werden umgepolt. Mit höheren Werten für die Widerstände *R*2 und *R*5 stellt man die Kollektorströme auf 0,5 bis 0,7 mA ein.

Die Abstimmung nimmt man mit einem 2fach-Drehkondensator vor, *L*1/*L*2 befinden sich auf einem Ferritstab, für *L*3/*L*4 wird ein HF-Kammerspulenkörper mit HF-Abgleichkern verwendet. Je nach Ferritstab hat *L*1 etwa 80 bis 90 Wdg., *L*2 etwa 3 bis 5 Wdg. Anhaltswerte für *L*3 sind etwa 80 plus 40 Wdg., für *L*4 etwa 6 bis 10 Wdg., für *L*5 wird ein HF-Schalenkern 18 mm × 11 mm mit 150 Wdg., 0,1-mm-CuL, gewickelt (A_L-Wert etwa 250 nH/w²). Die Spule *L*3/*L*4 ist abzuschirmen, damit keine Rückkopplung zum HF-Eingangskreis besteht.

Reflexempfänger für LW-Empfang

Der Stromlaufplan in Bild 4 stellt einen Reflexempfänger in Geradeausschaltung dar, der mit 2stufiger HF-Verstärkung und mit 2stufiger NF-Verstärkung arbeitet. Das ist möglich, obwohl nur 2 Transistoren als verstärkende Bauelemente vorhanden sind. Da der Frequenzabstand zwischen HF und NF sehr groß ist, können VT1/VT2 beide Frequenzen verstärken. Der Schwingkreis *C*1/*C*2/*L*1 wird fest auf einen Langwellensender (z. B. 177 kHz) eingestellt. Verwendet wird ein Ferritstab mit 8 mm Durchmesser und 50 mm Länge. *L*1 hat etwa 220 Wdg., 0,15-mm-CuL, *L*2 etwa 15 Wdg., 0,15-mm-CuL. Im Kollektorkreis von VT2 befindet sich ein HF-Übertrager *L*4/*L*4, der günstig mit einem HF-Schalenkern aufgebaut wird (etwa 18 mm × 11 mm, A_L-Wert 40 nH/w² oder 63 nH/w²). *L*3 hat 65 Wdg., 0,15-mm-CuL, *L*2 170 Wdg., 0,1-mm-CuL.

Nach der HF-Demodulation gelangt das NF-Signal über *R*4/*C*4 an den Verstärkereingang zurück, wird verstärkt und durch den Ohrhörer BH wie-

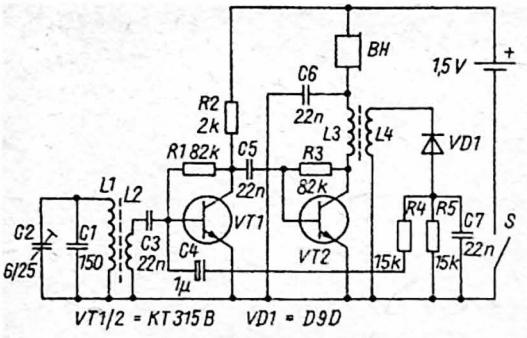


Bild 4 Reflexempfänger für den LW-Empfang [4]

dergegeben. Zur Stromversorgung benutzt man eine $R6$-Batterie (1,5 V), der ein nur geringer Strom von etwa 1,5 mA entnommen wird. Mit $R1$ wird für VT1 ein Kollektorstrom von etwa 0,5 mA, mit $R3$ wird für VT2 etwa 1 mA eingestellt. Als Transistoren eignen sich *SF 225* o.ä., für VD1 wird der Typ *GA 100* eingesetzt.

UKW-Antennenverstärker

Bei größerer Entfernung der UKW-Sender ist es angebracht, zwischen Antenne und Antennenkabel zum UKW-Empfänger einen Antennenverstärker vorzusehen. Bild 5 zeigt eine geeignete Schaltung dafür. Am Eingang liegt das Symmetrierglied $L1/L1'$, so daß die UKW-Antenne direkt angeschlossen werden kann. Das anschließende Filter begrenzt den Übertragungsbereich von 65 bis 105 MHz. Mit dem *SF 245* wird eine Verstärkung von etwa 10 dB erreicht. Die Auskopplung ist unsymmetrisch aufgebaut, so daß als Antennenkabel Koaxkabel (75 Ω) verwendet werden kann. Die Stromversorgung für den UKW-Antennenverstärker wird ebenfalls über das Koaxkabel geführt (9 V, etwa 3,5 mA). Entsprechende Trennglieder sind $C6$ und $L6$.

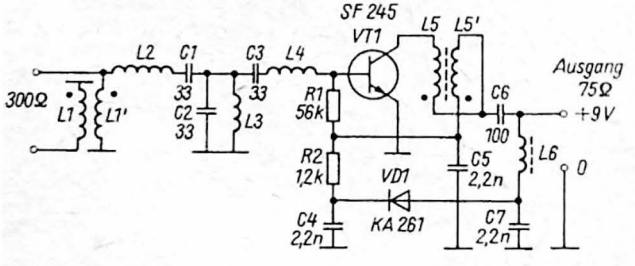


Bild 5 Stromlaufplan für einen UKW-Antennenverstärker [5]

$L1/L1'$ haben 2×8 Wdg., 0,5-mm-CuL, bifilar gewickelt auf ein Stück Plaststab mit 5 mm Durchmesser. $L2$ bis $L4$ sind Luftspulen mit 9 Wdg., 0,5-mm-CuL, Durchmesser 5 mm. Für $L5/L5'$ sind bifilar 2×5 Wdg., 0,5-mm-CuL, auf einen 4-mm-Ferritstift zu wickeln. $L6$ hat 25 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf einem 4-mm-Ferritstift.

Konverter für OIRT/CCIR bzw. CCIR/OIRT

Der in Bild 6 vorgestellte Konverter läßt sich in zweierlei Hinsicht verwenden. Man kann damit UKW-Rundfunksignale im Rundfunkband 65 bis 73 MHz (OIRT-Norm) aufnehmen und auf den UKW-Bereich nach CCIR-Norm umsetzen, weil der vorhandene Rundfunkempfänger den OIRT-UKW-Bereich nicht empfängt. Dazu entsprechend sind der Eingangs-, der Ausgangskreis und der Oszillatorteil zu dimensionieren. Da der OIRT-Bereich nur 8 MHz breit ist (73 MHz − 65 MHz = 8 MHz), der CCIR-Bereich dagegen 87,5 bis 108 MHz umfaßt, ist eine Umsetzung auf den Bereich 100 bis 108 MHz günstig. Die dafür erforderliche Oszillatorfrequenz ist

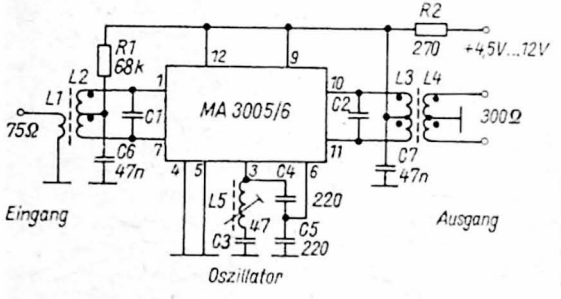


Bild 6
Konverter für die UKW-Bandumsetzung OIRT/CCIR bzw. CCIR/OIRT [6]

Tabelle Spulen- und Kondensatorwerte für den Konverter (Bild 6)

	Übertragungsrichtung		Bemerkungen
	nach CCIR	nach OIRT	
$L1$	3 Wdg.	1,5 Wdg.	5 mm Durchmesser, Abgleichkern
$L2$	2×3 Wdg.	2×3 Wdg.	$L2$ neben $L1$
$L3$	2×11 Wdg.	2×11 Wdg.	5 mm Durchmesser, Abgleichkern
$L4$	2×7 Wdg.	2×3 Wdg.	$L4$ neben $L3$
$L5$	10 Wdg.	10 Wdg.	5 mm Durchmesser, Abgleichkern
$C1$	15 pF	8,2 pF	
$C2$	1 pF	5,6 pF	

Als Spulendraht wird 0,3-mm-CuL bzw. CuLS verwendet.

100 MHz – 65 MHz = 35 MHz (bzw. 108 MHz – 73 MHz = 35 MHz). Der Schwingkreis mit $L5$ muß also auf 35 MHz abgestimmt werden.

Hat man einen Rundfunkempfänger für den OIRT-Bereich, so kann man nur einen Teil des CCIR-Bands umsetzen, bzw. muß den Oszillator umschaltbar auslegen auf 2 bzw. 3 Frequenzen: 22,5 MHz, 30 MHz und 35 MHz.

87,5 MHz – 22,5 MHz = 65 MHz
95,5 MHz – 22,5 MHz = 73 MHz } Bereich 1

95 MHz – 30 MHz = 65 MHz
103 MHz – 30 MHz = 73 MHz } Bereich 2

100 MHz – 35 MHz = 65 MHz
108 MHz – 35 MHz = 73 MHz } Bereich 3

Der verwendete Schaltkreis *MA 3005/6* ist ein HF-Verstärker, der von der ČSSR-Firma TESLA produziert wird. Die Tabelle gibt die Daten der Spulen und der Kondensatoren $C1/C2$ an. Die Spulen $L2$ bis $L4$ sind bifilar zu wickeln.

Einfaches Musikinstrument «Termenvox»

In den 20er Jahren begeisterte der sowjetische Physiker und Musiker *J. Termen* das Publikum mit seiner «Ätherwellengeige» *(Termenvox)*. Das Musikinstrument bestand aus 2 gleichen HF-Generatoren, die entstehende Schwebungsfrequenz wurde verstärkt und über Lautsprecher wiedergegeben. Damit die hörbaren Schwebungsfrequenzen entstanden, war ein HF-Generator mit einer Antenne versehen, so daß durch Annäherung der Hände dieser HF-Generator verstimmt wurde. Bild 7 zeigt den Stromlaufplan für ein einfaches *Termenvox*-Instrument mit Einsatz von CMOS-NAND-Gatter-Schaltkreisen. Der Schaltkreis D1 bildet den beeinflußbaren HF-Generator, D2 den mit RP1 festabgestimmten HF-Generator. Die entstehenden Schwebungsfrequenzen werden von D3 verstärkt und über den Lautsprecher BL wiedergegeben. Die Stabantenne hat einen Durchmesser von etwa 6 mm und eine Länge von 300 bis 500 mm. Für die Stromversorgung eignet sich eine 9-V-Batterie, die entnommene Stromstärke liegt im Bereich von 7 bis 10 mA. Als Schaltkreise lassen sich für D1/D2 der CMOS-Typ *V 4023 D* und für D3 der CMOS-Typ *V 4011 D* verwenden. Auch der Einsatz des *V 4001 D* für D1/D2/D3 ist möglich.

Bis auf die Antenne sind alle Bauelemente in einem abgeschirmten Gehäuse unterzubringen. Vor Spielbeginn ist mit RP1 der Frequenznullabgleich vorzunehmen. Mit dem Potentiometer RP2 kann während des Spielens die Lautstärke variiert werden.

Spezielle Stromversorgungsschaltungen

Erforderliche Betriebsspannungen im Bereich von 1,5 V lassen sich allgemein mit Z-Dioden oder integrierten Spannungsreglern (Ausnahme: Band-

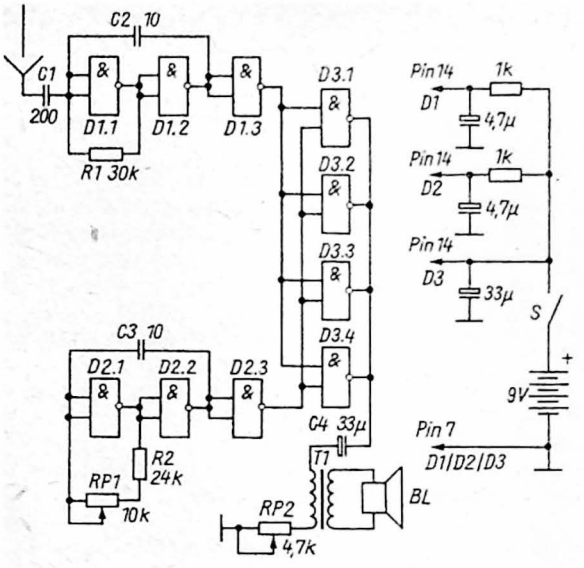


Bild 7 Stromlaufplan des einfachen Musikinstruments «Termenvox» [7]

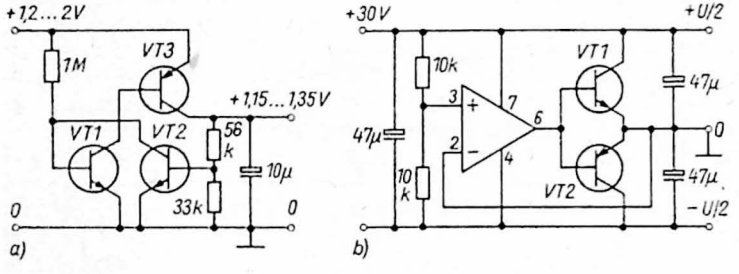


Bild 8 Stabilisierungsschaltung für kleine Betriebsspannungen (a) und Erzeugung symmetrischer Betriebsspannungen (b) [8]

gap-Referenzspannungsquelle) nicht stabilisieren. Bild 8a zeigt eine geeignete Stabilisierungsschaltung mit Siliziumtransistoren. Als Transistoren eignen sich *SC 236* (VT1/VT2) und *SC 307* (VT3). Mit dieser Schaltung läßt sich z. B. eine Quarzuhr betreiben.

Für die Stromversorgung von Operationsverstärkern werden 2 symmetrische Betriebsspannungen benötigt. Bild 8b zeigt eine elektronische Schaltungslösung, um eine vorhandene Gleichspannung in 2 symmetrische Spannungen der halben Größe aufzuteilen. Werden Ausgangsströme von

100 mA und mehr gefordert, sind statt *SF 126* (VT1) und *SF 116* (VT2) Transistoren mit größeren Kollektorströmen einzusetzen, z. B. *SD 335* (VT1) und *SD 336* (VT2).

Schaltungen mit dem Timer *555*

Der Timerschaltkreis *B 555 D* (als *B 556 D* mit 2 Zeitgebern) ist ein sehr vielseitig einsetzbarer Schaltkreis. Mit einer *RC*-Beschaltung kann er als monostabiler oder astabiler Multivibrator arbeiten, aber auch als Flip-Flop, als Schwellwertschalter usw. Bild 9a zeigt einen Tongenerator für niedrige Frequenzen (0,1/1/10/100 Hz). Die entsprechende Berechnungsformel lautet: $f = 1{,}44/(R1 + 2R2) \cdot C$, man erhält f in Hz, wenn R in MΩ und C in µF angegeben wird.

Bild 9b zeigt einen Zeitschalter mit Starttaste und zusätzlicher Stoptaste (um den Zeitablauf unterbrechen zu können). Das Relais K muß der Betriebsspannung angepaßt sein. Zu beachten ist der Ausgang 3, dem nicht mehr als 200 mA entnommen werden dürfen. Als VD1 eignet sich der Typ *SY 360/0,5*. Die Haltezeit des Relais ist $T = 1{,}1\ R \cdot C$, T in s, R in MΩ, C in µF. Ob man einen astabilen oder monostabilen Multivibrator mit dem Timerschaltkreis vor sich hat, kann man aus Bild 9 wie folgt erkennen:
astabiler MV – Widerstand $R2$ zwischen pin 6 und pin 7;
monostabiler MV – zwischen pin 6 und pin 7 ein Kurzschluß.

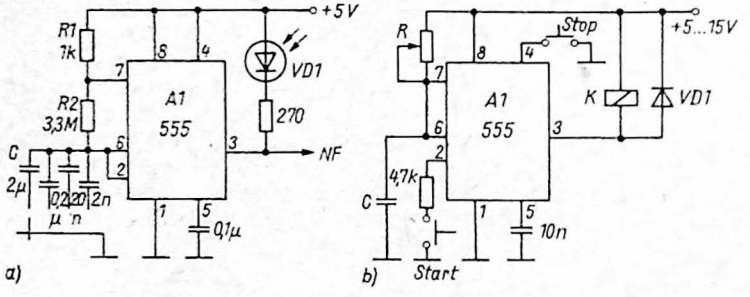


Bild 9 Timer-IS-Anwendung: Tieftongenerator (a), Zeitschalter (b) [8]

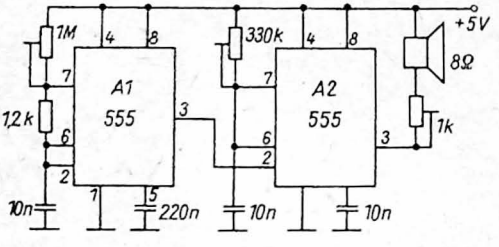


Bild 10
Stromlaufplan für eine einfache Melodieklingel mit Timer-IS-Anwendung [8]

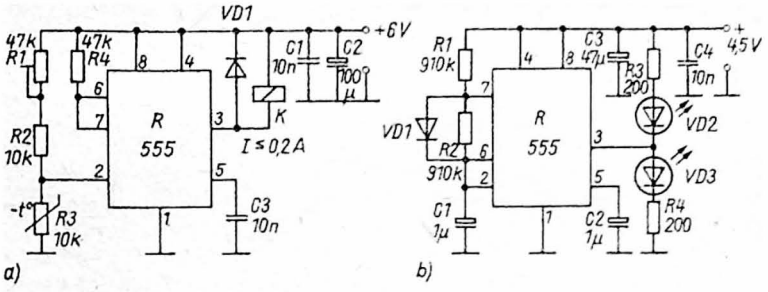


Bild 11 Timer-IS-Anwendung: Temperaturschalter (a) und Doppelblinkschaltung mit Leuchtdioden [9]

Das erkennt man auch in Bild 10, mit A1 arbeitet der astabile, mit A2 der monostabile Multivibrator. Die Schaltung stellt eine einfache Melodieklingel dar. Mit den Stellern kann man Tonfrequenzfolge und Lautstärke variieren. In dem preiswerten *Halbleiter-Bastlerbeutel Nr. 11* (6 Stück Basteltyp *R 555*, Preis 7,80 M) sind im Begleitheft einige interessante Anwendungsbeispiele für den Timerschaltkreis enthalten. Bild 11a zeigt ein weiteres Einsatzgebiet der Timer-IS, den Schwellwertschalter, in dem das Schwellwertverhalten über den Anschluß 2 ausgenutzt wird. In dem Spannungsteiler am pin 2 können unterschiedliche Sensoren eingesetzt werden, in der Schaltung nach Bild 11a ist es ein Thermistor. Deshalb stellt diese Schaltung einen Temperaturschalter dar. Bei Erreichen eines mit *R1* eingestellten Temperaturwertes wird das Relais K stromlos bzw. zieht an, wenn es zwischen pin 3 und Masse geschaltet ist. Als Diode VD1 eignet sich der Typ *SAY 17* o. ä.

Bild 11b zeigt zum Abschluß einen Doppelblinker, der klein und leicht aufgebaut werden kann und sich für viele Zwecke einsetzen läßt. Die Diode VD1 entkoppelt Lade- und Entladezeit, so daß mit gleichen Widerstandswerten für *R1* und *R2* die Leuchtzeiten der LED gleich sind.

1-Transistorschaltungen

Schon mit einem Transistor kann der Elektronikanfänger interessante und vielseitig anwendbare Schaltungen realisieren. Daher wurde in Bild 12 eine Auswahl von solchen 1-Transistorschaltungen zusammengestellt, die unkompliziert sind und schnell aufgebaut werden können.

Bild 12a zeigt die Möglichkeit, einen Lautsprecher BL als Mikrofon zu verwenden. Eine einfache Mischschaltung für 2 NF-Signale stellt Bild 12b dar. Um Telegrafiesignale beim Kurzwellenempfang mit dem Rundfunkempfänger aufnehmen zu können, ist ein ZF-Überlagerer (BFO) erforderlich, der an die Demodulationsstufe gekoppelt wird. In der BFO-Oszillatorschaltung (Bild 12c) wird für *L1/L2/C* ein ZF-Filter 455 kHz verwendet.

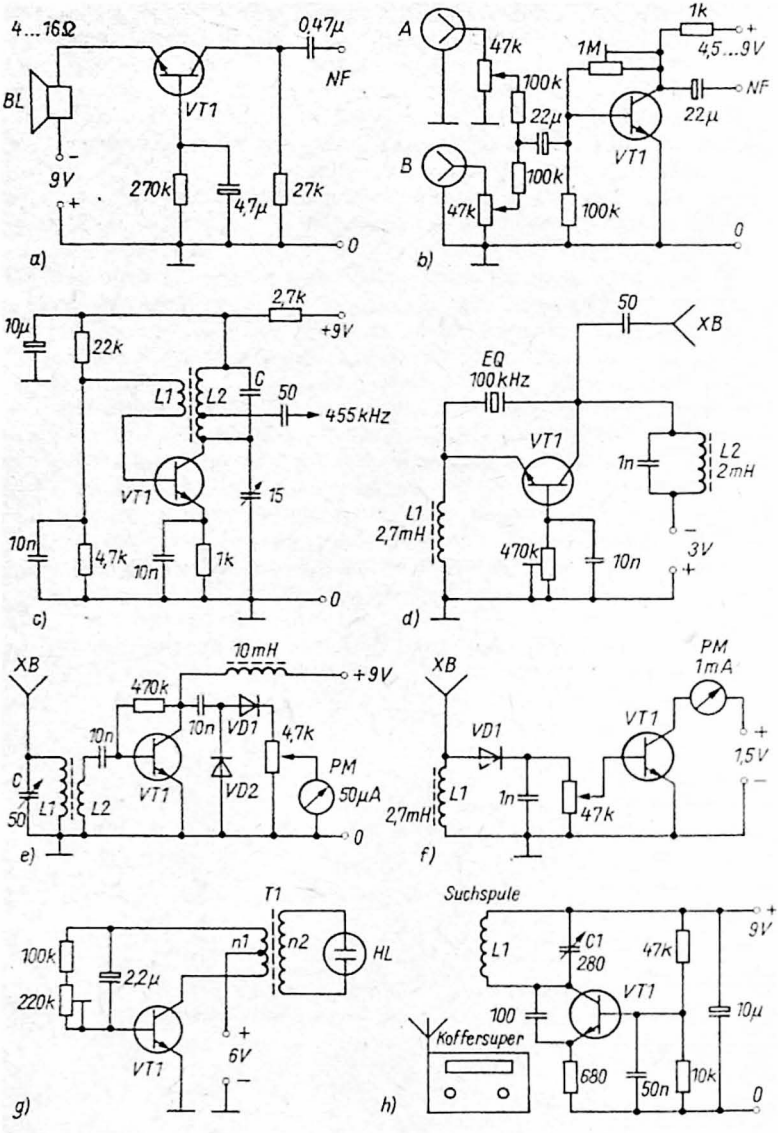


Bild 12 Sammlung von 1-Transistorschaltungen, Erläuterungen siehe Text [10]

Will man die Skale eines Empfängers eichen, so ist ein genaues Eichmarkensignal erforderlich. Bild 12d zeigt einen 100-kHz-Quarzeichgenerator, der sich für Meßaufgaben vielseitig einsetzen läßt. Wenn Fernsteuer- oder Funkamateure ihre Sendersignale beobachten wollen, so ist ein Feldstärkemesser notwendig. Bild 12e gibt die Schaltung eines selektiven Feldstärkemessers an, wobei $L1/C$ nach dem zu beobachtenden Frequenzbereich zu dimensionieren sind ($L2$ hat nur wenige Wdg.). Dagegen ist der Feldstärkemesser nach Bild 12f aperiodisch, er kann im Frequenzbereich 3 bis 30 MHz eingesetzt werden. An der Buchse XB wird eine Stabantenne angeschlossen.

Bild 12g zeigt eine stromarme Indikatorschaltung, da der Stromverbrauch nur 10 mA beträgt. Als Übertrager T1 eignet sich der Ausgangsübertrager eines alten Transistorempfängers, allerdings muß die Lautsprecherwicklung eine Mittelanzapfung haben. Unterbricht man den Stromkreis für die Glimmlampe HL, dann kann man die Schaltung als hochohmigen Durchgangsprüfer einsetzen. Als Abschluß zeigt Bild 12h die Realisierung eines einfachen Metallsuchgeräts, um z.B. Leitungen unter Putz zu finden. Dazu wird eine Oszillatorschaltung im MW-Bereich mit dem Koffersuper gekoppelt. Bei etwa gleicher Frequenz ergibt sich ein Pfeifton, der mit Abstimmung von $C1$ zu 0 gemacht wird. Nähert sich jetzt die als Suchspule ausgebildete Oszillatorspule $L1$ einem Metallgegenstand, so ist wegen der Verstimmung der Frequenz der Pfeifton wieder hörbar. Die Suchspule hat einen Durchmesser von etwa 100 mm und besteht aus 18 Wdg., 0,5-mm-CuL.

Für alle Transistoren nach Bild 12 eignen sich Miniplasttransistoren *SC 236/SC* 238, bei HF *SF 225* o.ä., als Dioden wird der Typ *GA 100* eingesetzt.

Literatur

[1] P. Poucha, Rundfunkempfänger «Peter», Amaterske Radio – A, Heft 11/1986, Seite 425/426.

[2] J. Chmela, LW-Autoempfänger, Amaterske Radio – A, Heft 11/1986, Seite 430.

[3] S. Rosza, Transistorempfängerschaltungen II, Radiobibliothek, Band 82, MHSZ-Verlag, Budapest 1964.

[4] B. Iwanow, Reflexempfänger, RADIO, Heft 9/1986, Seite 51/52.

[5] M. Kolesar, UKW-Antennenverstärker, Amaterske Radio – A, Heft 1/1986, Seite 25/26.

[6] F. Kovarik, Zweiseitiger Konverter für UKW, Amaterske Radio – A, Heft 11/1986, Seite 429.

[7] I. Netschajew, Termenvox, RADIO, Heft 10/1986, Seite 49.

[8] L. Kellner, Sammlung praktischer Schaltungen, Amaterske Radio – B, Heft 6/1983, Seite 223 bis 231.

[9] Anleitungsheft zum Halbleiter-Bastlerbeutel Nr. 11, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder).

[10] Anonym, 50 Schaltungsideen, Radio & Electronics World, Heft 10/1981, Seite 44 bis 49.

Elektronikschaltungen für Spiel, Spaß und Unterhaltung

Ing. Frank Sichla – Y51UO

Elektronik ist zu einer Sache für viele geworden. Eine gegenwärtig durch geeignete integrierte Schaltkreise, wie OPV, die CMOS-Logiktypen oder Timer, immer attraktiver werdende Richtung innerhalb der Hobbyelektronik sind «Spielschaltungen». In dieser Beitragsfolge sollen dem Anfänger einige für ihn sicher interessante Lösungen vorgestellt werden.

Geschicklichkeitsspiele

Los geht's ganz, ganz einfach (Bild 1). Die aus Draht gebogenen Formen sollen mit dem Griffel mit Öse «abgefahren» werden, ohne daß der Draht berührt wird. Leuchtet die Lampe, hat der Mitspieler verloren. Eventuell wirkungsvoller ist ein akustisches Signal (Gleichstromwecker).
In Bild 2 sieht man das gleiche Spiel für 2 Spieler. Wer am schnellsten ist, gewinnt. Ergibt sich dabei ein Fehler, muß man zurück zum Start. Eine einfache Schaltung (Bild 3) bewirkt, daß keiner mogeln kann. Am Anfang und Ende der Drähte befinden sich separate Kontakte (Start/Ziel). Über diese und den Draht (Bahn) können die beiden Flip-Flops gesetzt bzw. rückgesetzt werden. Der Griffel hat Massepotential. Leuchtet vor dem Start des Spiels eine Lampe, ist sie durch Berühren des Startkontakts zum Verlöschen zu bringen. Wird während des Spiels der Draht berührt, leuchtet die Lampe auf, und man muß zum Start zurück, um sie verlöschen zu lassen. Ist man glücklich am Ziel, kann man durch Berühren des Zielkontakts die

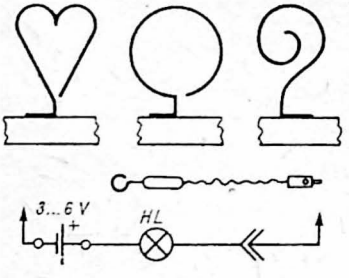


Bild 1
Einfaches Geschicklichkeitsspiel, die Formen oben sind nur Vorschläge

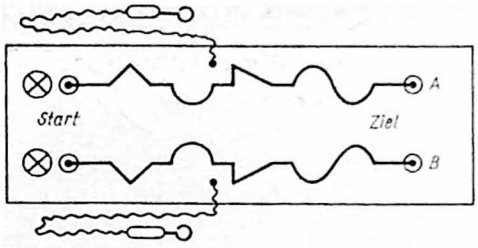


Bild 2
Geschicklichkeitsspiel für 2 Personen (Aufbau)

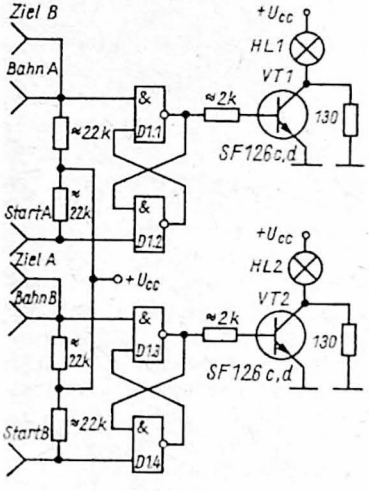


Bild 3
Die Elektronik für das Geschicklichkeitsspiel

Lampe des Partners einschalten und ihm auf diese Weise den eigenen Sieg demonstrieren.

Zur Realisierung der RS-Flip-Flops verwendet man günstig den *V 4011 D*; U_{CC} kann dann minimal 3 V betragen. Die Lampentypen sind entsprechend der Betriebsspannung auszuwählen. Die Glühlampen werden über Widerstände vorgeheizt, da der Kaltwiderstand unter 10 % des Wertes bei Nennspannung liegen kann. Die Transistoren sind somit geschützt. Einen Einschalter aber bitte nicht vergessen!

Bauer, Wolf, Ziege und Kohlkopf

Es ist folgende Aufgabe zu lösen: Ein Bauer, der einen Wolf, eine Ziege und einen Kohlkopf besitzt, kommt an einen Fluß und will hinüber. Es gibt ein Boot, das nur ihn und ein Tier bzw. den Kohlkopf aufnehmen kann. Ließe der Bauer Wolf und Ziege ohne Aufsicht, wäre das das Ende der Ziege. Bliebe der Kohlkopf bei der Ziege, würde sie sich sofort über diesen

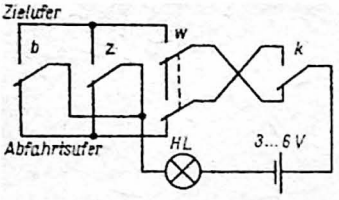


Bild 4
Diese Schaltung [1] ist nicht ganz optimal: Die Lampe leuchtet nicht, wenn b zunächst allein übersetzt, leuchtet aber, wenn sich b, z und w am Zielufer befinden (oben links)

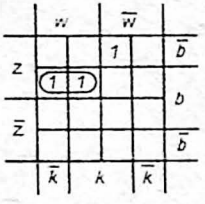


Bild 5
Karnaugh-Plan für das Spiel «Bauer, Wolf, Ziege und Kohlkopf» (oben rechts)

hermachen. Wie kommen alle ans andere Ufer? In eine Schaltung umgesetzt fand sich diese Aufgabe in [1] (s. Bild 4) – allerdings mangelhaft gelöst und praktisch kaum brauchbar. Will man die Schaltung elektronisch perfekt lösen, sind Logikschaltkreise erforderlich. Es muß für jedes Ufer eine «Überwachung» vorhanden sein, und zwar nach folgendem Schema (s. Tabelle 1). Daraus ergibt sich die schaltalgebraische Formel $X = \bar{w}zk\bar{b} + wz\bar{k}\bar{b} + wzk\bar{b}$ als Ausgangspunkt für die zu entwickelnde Logikschaltung. Das *Karnaugh*-Diagramm (Bild 5) bietet eine sichere Hilfe zur Minimierung der Formel. Die beiden letzten Ausdrücke können zu einem Block zusammengefaßt werden. Daher ergibt sich als minimierte Gleichung

Tabelle 1 Schema der Überwachung

Wolf	Ziege	Kohlkopf	Bauer	X
w	z	k	b	
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	0	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	0
1	0	1	1	0
1	1	0	0	1
1	1	0	1	0
1	1	1	0	1
1	1	1	1	0

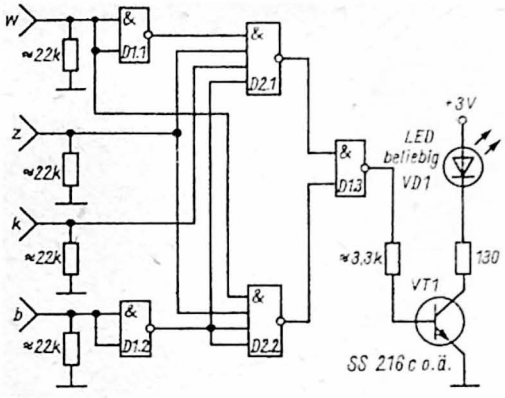


Bild 6
Logikschaltung zur Überwachung der Spielhandlungen (unten)

$X = \overline{w}zk\overline{b} + wz\overline{b}$. Soll die Schaltung einheitlich mit NAND-Gattern realisiert werden, muß die ODER-Verknüpfung verschwinden. Nach 2maligem Negieren folgt

$$X = \overline{\overline{w}zk\overline{b}}\;\overline{wz\overline{b}}.$$

Bild 6 zeigt die entsprechende Schaltung. Durch gedankliches Probieren kann man sich von ihrer Richtigkeit überzeugen. Sie wird – am besten unter Verwendung von je 1 *V 4011 D* und *V 4012 D* – 2mal aufgebaut. In Bild 7 ist zu sehen, wie man dieses elektronische Spiel aufbauen kann. Sollen 2 Figuren «übergesetzt» werden, sind sie gleichzeitig umzustecken. Alle Stecker sind mit der positiven Betriebsspannung verbunden.

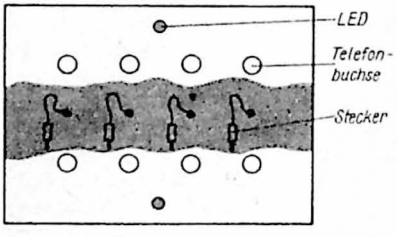


Bild 7
Aufbauvorschlag zum Spiel

Elektrisierapparat

Diese Schaltung (Bild 8) wird besonders Unbeteiligten „Spaß" bereiten. Ein Timer erzeugt eine NF-Rechteckspannung. Mit einem Kleintransformator, der sicher in mancher Bastelkiste noch aufzutreiben ist, wird die Spannung hochtransformiert. Da der Timer-Ausgangsstrom nicht ausreicht, ist ein Transistor zwischengeschaltet.

Der Aufbau ist einfach. Es wird z. B. eine Flachbatterie verwendet. Da

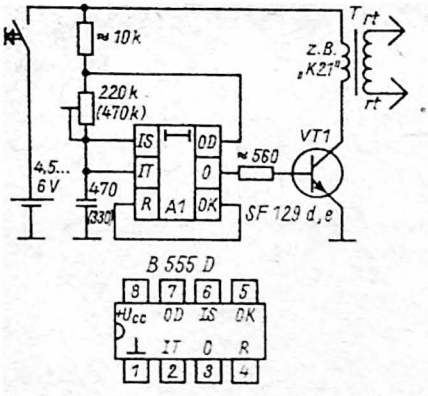


Bild 8
Sorgt für Überraschung: Elektrisierapparat

Stromverbrauch und Transistorbelastung hoch sind, wird der Elektrisierapparat nur kurzzeitig über einen Taster eingeschaltet. Der Steller ist so einzustellen, daß die Frequenz etwa 15 kHz beträgt. Das läßt sich einfach verwirklichen, da vom Transformator ein entsprechender leiser Summton ausgeht. Die elektrisierende Spannung kann man an 2 aus Metall(rohr) gefertigte Handgriffe führen, wobei auf gute Isolation zu achten ist. Beim Berühren der Griffe wird man ein mehr oder weniger kräftiges Prickeln verspüren. Aber keine Angst – diese Schaltung garantiert absolute Ungefährlichkeit.

Lichtgesteuerter Oszillator

Es soll wieder der *B 555 D* (Bild 9) eingesetzt werden. Auch die astabile Grundbeschaltung wird beibehalten, jedoch ist die Anwendung außergewöhnlich. Mit dem Fotowiderstand – jeder Typ läßt sich einsetzen – ist Lichtabhängigkeit der Frequenz hergestellt. Wird er direkt dem Sonnenlicht ausgesetzt, ist sein Widerstand vernachlässigbar gering. Der Oszillator schwingt dann mit 7 kHz. In der Dämmerung rückt der Widerstandswert in den kΩ-Bereich, und die Frequenz fällt merklich. Bei völliger Dunkelheit

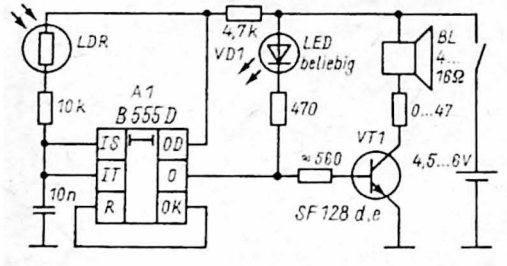


Bild 9
Lichtgesteuerter Generator mit Timer

beträgt die Frequenz ungefähr 1 Hz, daher die optische Zusatzanzeige mit der LED.

Diese Schaltung kann als empfindlich eingeschätzt werden. Insbesondere, wenn die Lichtintensität nicht sehr hoch ist, werden kleinste Veränderungen mit einer gut wahrnehmbaren Frequenzänderung quittiert. Das läßt sich gut nachprüfen, wenn man sich mit dieser Schaltung auf einen abendlichen Spaziergang begibt. Mit einer Taschenlampe kann man die Schaltung auf größere Entfernung, z. B. 15 m, «betätigen». Es ergibt sich die Frage, ob eine solche Anordnung über die Grenze des Spielerischen hinausgehen und eine Hilfe für blinde Personen darstellen kann.

Elektronische Kerze

Das Thema «Licht» ist noch nicht abgeschlossen. «Es ist besser, eine Kerze anzuzünden, als über Dunkelheit zu klagen» hat einmal ein weiser Mann gesagt. Der Sinn dieser Worte läßt sich auch gleich direkt auf die Schaltung (Bild 10) übertragen: Sie ist zwar äußerst simpel, bietet aber im Endeffekt nicht nur dem Amateur Unterhaltung. Für den, dem beim Betrachten der Schaltung kein Licht aufgeht, hier die Funktionserläuterung: Für den Ruhezustand wird der Steller so eingestellt, daß die Lampe gerade noch nicht leuchtet (etwas abhängig vom Umlicht!).

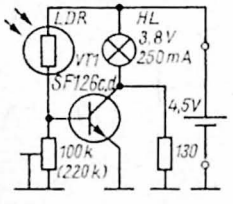


Bild 10
Diese elektronische Kerze benötigt weit weniger Bauteile als die Variante nach [2] und kann jederzeit ausgelöscht werden

Es soll nun die Kerze mit einem Streichholz angezündet und die Flamme kurzzeitig vor den Fotowiderstand gehalten werden. Dieser wird dadurch sehr niederohmig, und der Transistor steuert durch, – die Kerze, sprich Glühlampe, brennt. Sie geht auch nicht wieder aus, denn der Fotowiderstand wird ja weiter mit Licht versorgt. Diesem Zustand kann man ein Ende bereiten, indem die Kerze ausgepustet wird. Dazu bläst man kurz und kräftig seitlich gegen die Lampe, die dadurch von ihrer Position vor dem Fotowiderstand weggelenkt wird. Damit ist der Anfangszustand wiederhergestellt.

Bild 11 zeigt den Musteraufbau. Hinter der Lampe befindet sich in der Sperrholzwand eine Bohrung, an der der Fotowiderstand angeordnet ist. Der Abstand zur Wendel der Glühlampe darf maximal 15 mm betragen. Nach beendeter Vorstellung nicht vergessen, die Batterie abzuklemmen.

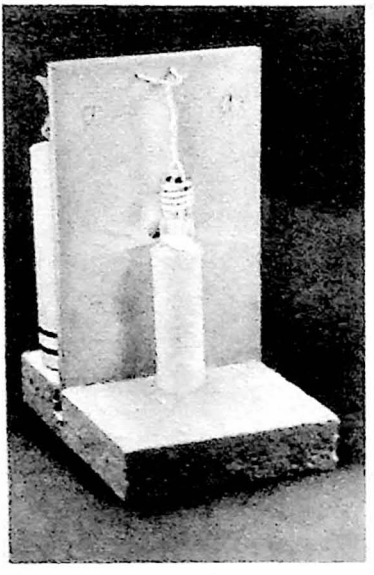


Bild 11
Musteraufbau der «Wunderkerze»

3-Ton-Generator

Elektronische Tonerzeugerschaltungen an der richtigen Stelle eingesetzt, bringen auch einigen Spaß. Aufgabe der in Bild 12 gezeigten Schaltung ist es, auf einen Knopfdruck hin 3 harmonische Töne abzugeben. Diese sind in Frequenz und Dauer variierbar und erschallen lautstark. Werden die Punkte «A» und «B» verbunden, ergibt sich Dauerbetrieb.

Den Mittelpunkt der Schaltung bilden die Doppeltimer *B 556 D*. 3 der enthaltenen Timer sind als Monoflop geschaltet. Diese sind dynamisch gekoppelt. Beim Ausschalten des einen wird das nächste Monoflop getriggert. Der 4. Timer arbeitet als Tongenerator. Geht ein Monoflopausgang auf hohes Potential, schaltet er sich ein und erzeugt eine bestimmte Frequenz. Eine Besonderheit der Schaltung besteht darin, daß im Ruhezustand der Tongeneratorausgang auf hohem Potential liegt. Daher ist der Ausgangstransistor ein pnp-Typ.

Ist maximale Lautstärke gewünscht, muß der Lautsprecher bei gegebener Betriebsspannung (4,5 bis 16 V) einen Impedanzmindestwert aufweisen. Hat er diesen nicht, ist ein Vorwiderstand erforderlich (s. Tabelle 2). Die Vorwiderstände sollten – abhängig von ihrem Wert und U_{CC} – mit 0,25 bis 2,5 W belastbar sein (besonders wichtig bei Dauerbetrieb). Die Lautsprecherbelastbarkeit kann man mit 20 % des Impedanzwerts ansetzen. Ist Z z.B. 12 Ω, sollte die Belastbarkeit mindestens 2 W betragen. Das gilt nur für maximale Lautstärke, soll diese mit Vorwiderstand weiter reduziert werden,

nimmt die Belastung entsprechend ab, und man kann auch Kleinlautsprecher verwenden.
Bild 13 bis Bild 15 zeigen die Leiterplatte und den Musteraufbau. Die Töne können in Dauer und Frequenz wie folgt beeinflußt werden:

	Dauer	Frequenz
1. Ton	*R*1	*R*4
2. Ton	*R*2	*R*5
3. Ton	*R*3	*R*6

Werden «A» und «B» gebrückt, muß ST unbedingt entfallen. Man kann nach diesem Prinzip auch einen Melodiegenerator aufbauen!

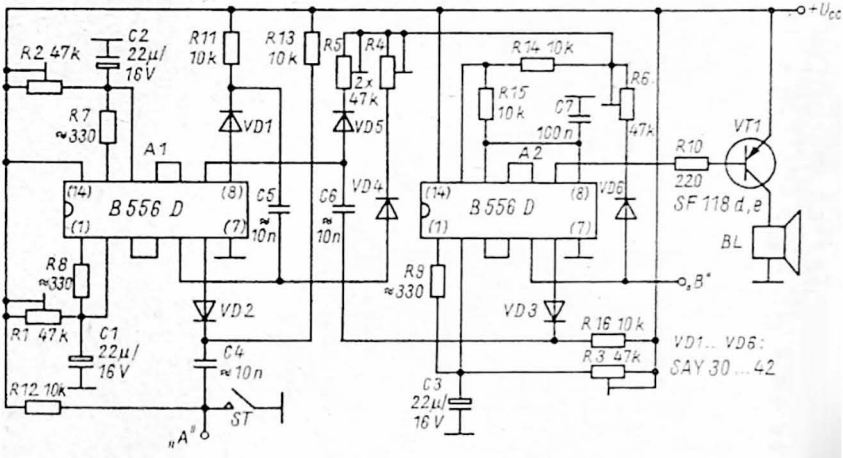


Bild 12 Komplette Schaltung eines Ding-Dang-Dong-Generators

Tabelle 2 Werte für U_{CCmax}

U_{CCmax}			
Z	5 V	10 V	15 V
4 Ω	2,2 Ω	6,8 Ω	12 Ω
8 Ω	–	3,9 Ω	9,1 Ω
12 Ω	–	–	6,8 Ω
16 Ω	–	–	3,9 Ω

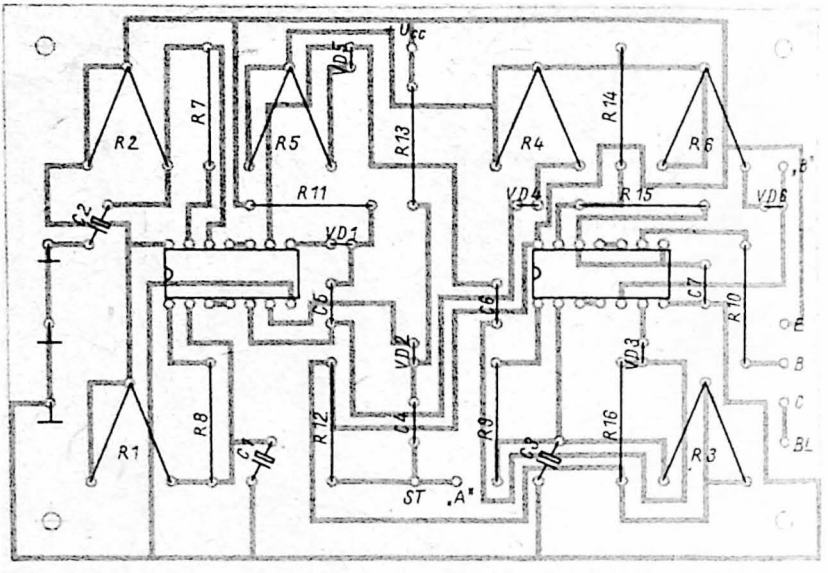


Bild 13 Bestückungsplan des 3-Ton-Generators

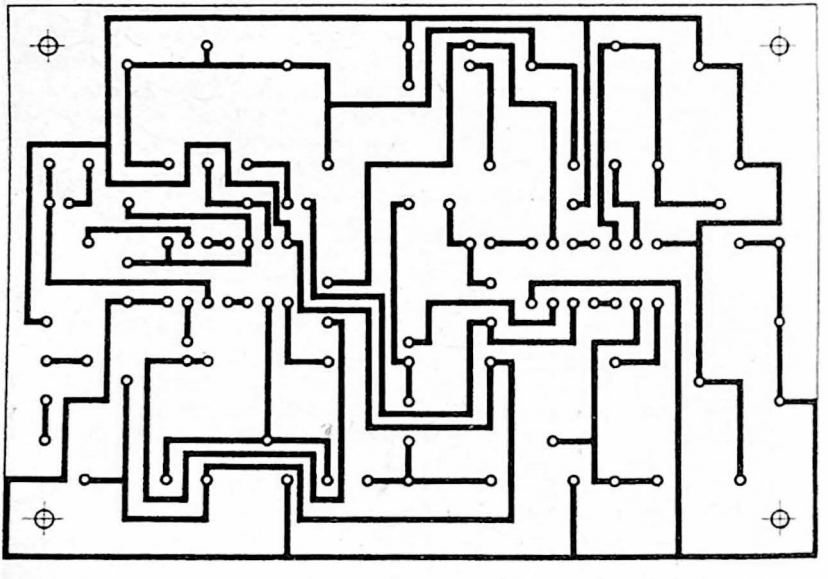


Bild 14 Leitungsführung für Bild 13

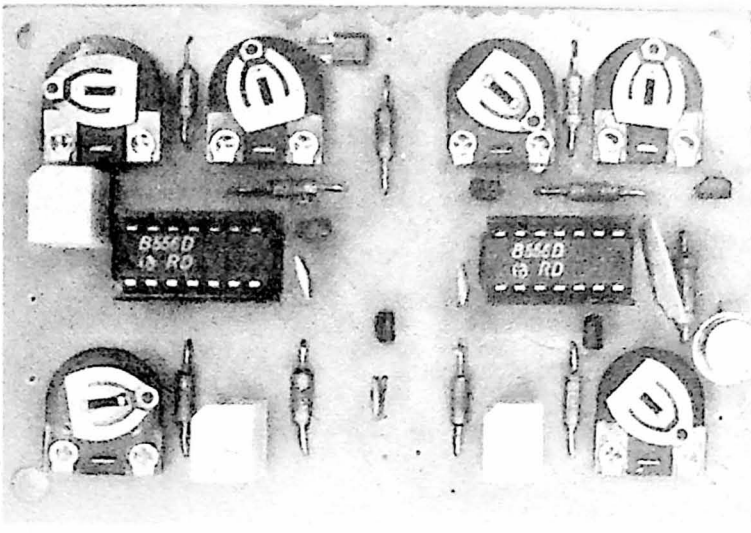


Bild 15 Ansicht des fertigen Musteraufbaus des 3-Ton-Generators

Universelle Sirene

In Bild 16 ist als nächste Variante für effektvolle Klangerzeugung eine mit 4 Operationsverstärkern bestückte Multi-Ton-Sirene gezeigt. Der *B 084 D* ist im Amateurhandel erhältlich. Durch die Schaltkreise mit ihren definierten Eigenschaften bleiben auch in diesem Fall hohe Nachbausicherheit und Reproduzierbarkeit des Verhaltens gegeben. A1, A2 und A4 arbeiten im Impulsbetrieb. A1 stellt einen Rechteckgenerator dar. Seine Ein- und Aus-

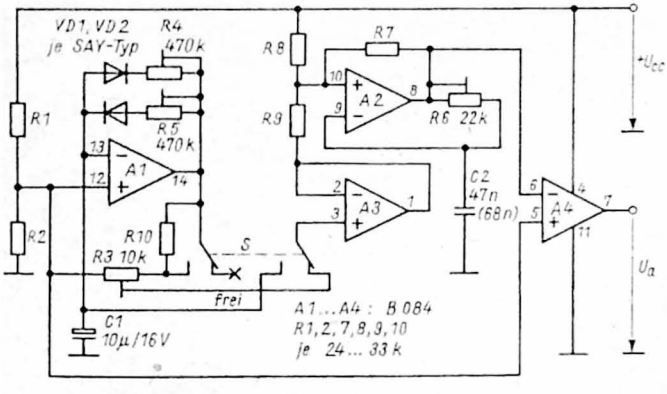


Bild 16 Elektronische Sirene mit 4fach-OPV

schaltzeit kann mit $R4/R5$ eingestellt werden. In der eingetragenen Schalterstellung wird über $R3$ eine Rechteckspannung abgenommen und über A3 zur abrupten Beeinflussung des 2. Rechteckgenerators A2 genutzt. Somit entsteht ein 2-Tonsignal. Über den Komparator A4 wird es ausgekoppelt. Bringt man S in die andere Stellung, wird eine Dreieckspannung über A3 zur Beeinflussung genutzt. Der Tongenerator A2 erzeugt daher ein auf- und abschwellendes Signal. Er arbeitet als spannungsgesteuerter Oszillator. Mit $R4$ kann man den anschwellenden, mit $R5$ den abschwellenden Ton zeitlich beeinflussen.

Bild 17 und Bild 18 zeigen die Leiterplattengestaltung. $R4/R5$ sind liegende, $R3/R6$ stehende Schichtsteller. Bild 19 zeigt das Muster. Für U_{CC} sind 9 bis 15 V optimal; ein gewisser Betriebsspannungseinfluß besteht. Steht S in der rechten Stellung, ist eine gute Imitation des 2-Tonsignals von Rettungsfahrzeugen möglich. $R4/R5$ bestimmen die Länge der Tonintervalle. Mit $R6$ ist vor allem die Frequenz beeinflußbar, $R3$ hat wenig Einfluß. Bringt man S in die linke Stellung, wird in Mittelstellung von $R4/R5$ ein auf- und abschwellender Sirenenton, wie er vom Rummel her bekannt ist, erzeugt. In Extremstellungen von $R4/R5$ entsteht ein Signal, das stark an das Vorbeifahren eines Rennwagens erinnert. Wird $R4$ fast «zugedreht», und beläßt man $R5$ etwa in Mittelstellung, ergibt sich ein sehr effektvolles, schwer zu beschreibendes Sirenensignal. Der Einfluß von $R3$ ist auch in diesem Fall sehr gering. Die Schaltung kann mit einem mittel- bis hochohmigen Kopfhörer getestet werden. Will man einen Verstärker ansteuern, ist die Ausgangsspannung zweckmäßigerweise zu teilen (100 kΩ/etwa 1 kΩ). Mit einer kleinen Komplementärendstufe [3] kann schon gehörige Lautstärke erzeugt werden.

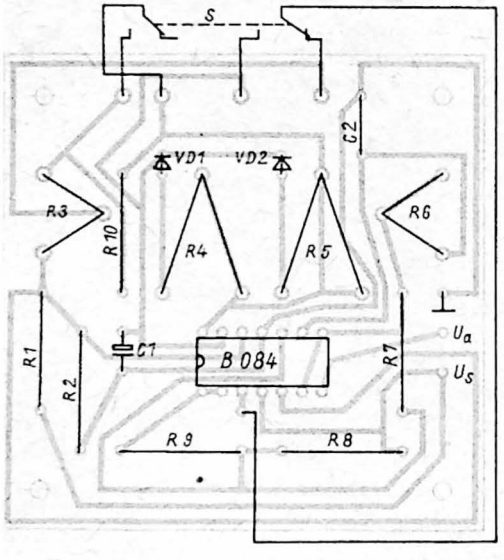


Bild 17
Bestückungsplan für die Sirene

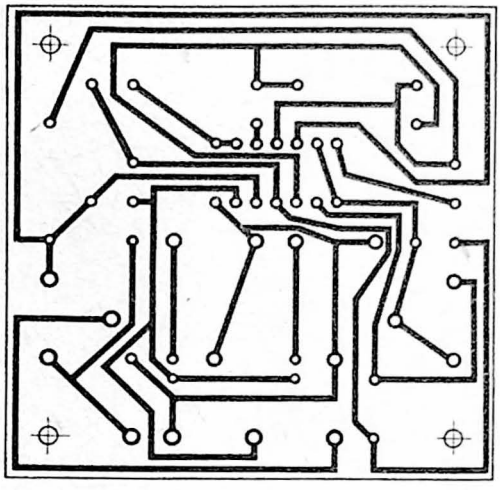


Bild 18
Leitungsführung für Bild 17

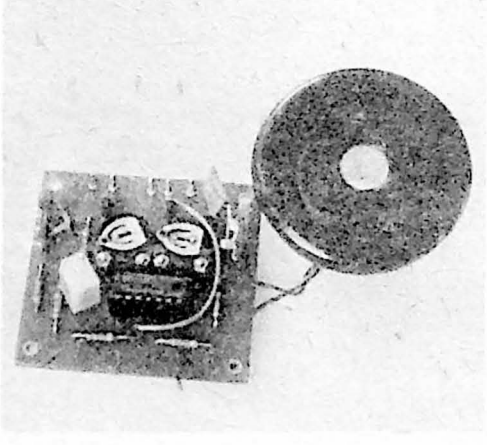


Bild 19
Die Musterleiterplatte mit angeschlossener Hörkapsel

Hautwiderstandsindikator

Wem sind vor Aufregung nicht schon einmal die Hände feucht geworden? Die Haut hat die Fähigkeit, zu leiten. Im allgemeinen liegt der Hautwiderstand bei einigen hundert Kiloohm, er kann aber von Fall zu Fall stark streuen. In jedem Fall sinkt er aber, wenn die Person eine genügend große Aufregung oder Streßsituation erlebt. Mit einer einfachen Schaltung (Bild 20) läßt sich der Hautwiderstand überwachen. Die Elektroden schließt man z. B. an 2 Finger einer Hand an. Mit dem hochohmigen Potentiometer

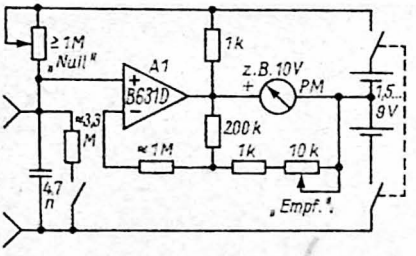


Bild 20
Vielseitig einsetzbar: Hautwiderstands-indikator

stellt man dann einen Grundzustand der Anzeige des Meßwerks ein. Mit dem anderen Potentiometer wird der Verstärkungsfaktor eingestellt. Kann der Grundzustand nicht erreicht werden (Hautwiderstand zu hoch), läßt sich ein Parallelwiderstand zuschalten.

Relativ hohe Hautwiderstände lassen sich aber auch erfassen, wenn das Potentiometer «Null» an eine geteilte Spannung angeschlossen wird. Überhaupt gibt es bei der Schaltung einige Modifikationen. So lassen sich bei entsprechender Speisespannung auch andere Operationsverstärkertypen *(B 080 D/B 081 D)* einsetzen. Bei Typ und Anschaltung des Meßwerks gibt es viele Möglichkeiten. So kann sowohl ein Einbaumeßwerk (Nullpunkt links oder in der Mitte) als auch ein Vielfachmesser vorgesehen werden. Notfalls reicht auch eine LED! Und ganz interessant kann es werden, wenn durch die Ausgangsspannung ein VCO gesteuert wird, so daß eine Rückkopplung zur Person besteht. Spaß und Unterhaltung kann diese Schaltung bringen, wenn man sie als «Lügendetektor» einsetzt. Eine andere Anwendungsmöglichkeit wäre die als «Amore-Meter»: der Versuchsperson werden andere Gäste vorgestellt, wobei das Signal des Geräts Sympathie oder Antipathie anzeigt. Klarer Fall, welche Gefühle vorliegen, wenn ein besonders niedriger Hautwiderstand signalisiert wird.

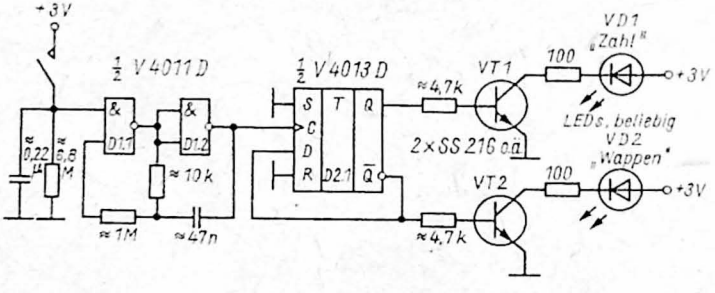


Bild 21 Die Chancen für «Zahl» oder «Wappen» sind bei dieser Schaltung exakt gleich

Zahl oder Wappen?

Die Wahrscheinlichkeit, welche LED bei der Schaltung nach Bild 21 kurz nach Loslassen des Tasters leuchtet, beträgt 50 %. Erreicht wird das durch den Generator mit den beiden Gattern, der ein Impuls-/Pausen-Verhältnis von exakt 1:1 liefert, da Zeitkonstante und Schaltschwelle für L- und H-Zeit des Ausgangs gleich sind. Die Frequenz liegt bei 1 kHz. Etwa 1 s nach Loslassen des Tasters fällt die Entscheidung. Das D-Flip-Flop arbeitet als Frequenzteiler. Die Funktion verdeutlicht Bild 22. Der Pfeil gibt den Moment an, in dem der Generator gestoppt wird.

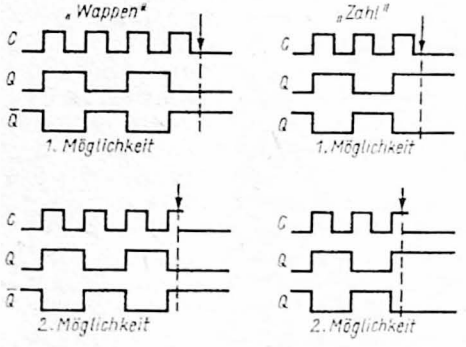


Bild 22
Taktdiagramm zu Bild 21

Schwebender Körper

Bringt man einen kleinen Gegenstand aus Weicheisen von unten an einen Elektromagneten heran, so ist festzustellen, daß bei einer bestimmten Entfernung die Anziehungskraft des Magneten gerade das Gewicht des Körpers aufhebt. Jeder weiß aus Erfahrung, daß es dabei nie zu einem stabilen Schwebezustand kommt. Es sei denn, man steuert den Strom im Magneten immer so nach, daß jegliche Lageänderung wieder durch eine Änderung der Anziehungskraft ausgeglichen wird. Von Hand ist das wegen der Trägheit des menschlichen Organismus nicht möglich. Aber mit einer elektronischen Regelschaltung gelingt das scheinbar Unmögliche. Die folgenden beiden Schaltungen sind der Literatur entnommen und wurden vom Autor dieses Beitrags nicht praktisch erprobt. Die Funktionstüchtigkeit ist aber in beiden Originalveröffentlichungen mit Fotos belegt. Bild 23 zeigt eine Schaltungsvariante mit Transistoren nach [4]. «Die Reaktionsgeschwindigkeit der Schaltung wird besonders durch die Zeitkonstante der Magnetspule begrenzt, deren ‹Selbstinduktion› den Aufbau des Magnetfelds verzögert. Man muß daher eine Frequenzkombination vorsehen, mit der alle sehr raschen Änderungen etwas übertrieben verstärkt werden. (Die *RC*-Glieder 1 µF/390 Ω und 2,2 µF/3,3 kΩ verleihen dem Regler das gewünschte Pro-

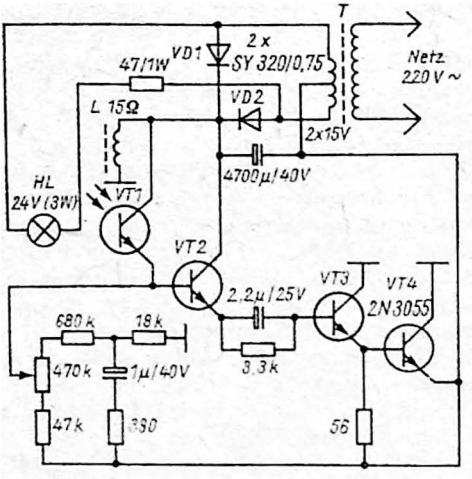


Bild 23
Kompensation der Erdanziehungskraft mit optoelektronischer Regelschaltung

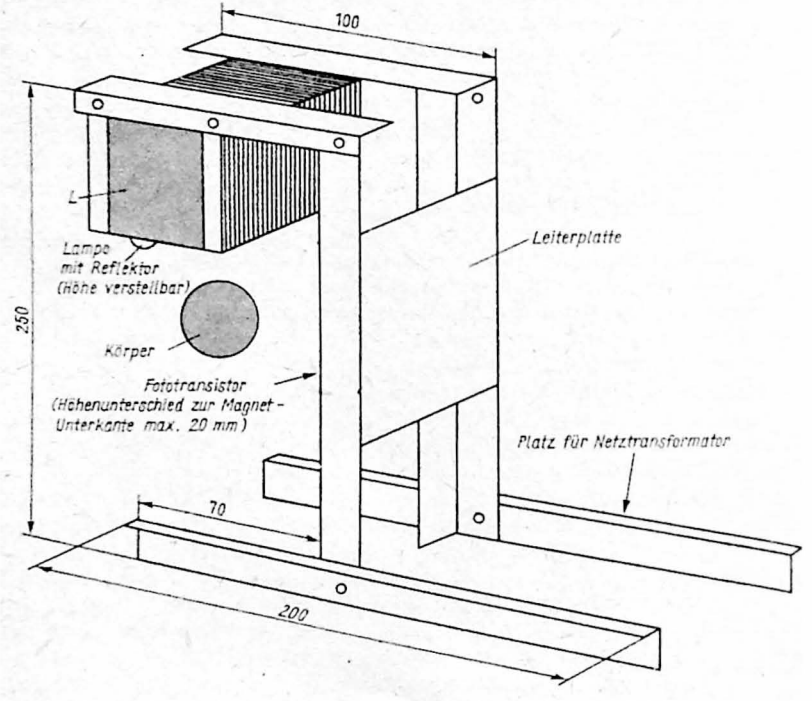


Bild 24 Der Musteraufbau für die Schaltung nach Bild 23 (Skizze)

portional-Differential-Verhalten – d. Verf.). Dadurch kann sich das Magnetfeld, trotz der Verzögerung durch die Spule, bei raschen Änderungen ebenso gut an die geforderte Betriebsbedingung anpassen wie bei langsamen. Ohne diese Kompensation würde ein dem Magneten genäherter Körper zunächst Schwingungen steigender Amplitude ausführen und dann den Regelbereich verlassen, also herunterfallen. Solche Schwingungen können auch auftreten, wenn der Arbeitspunkt der Schaltung nicht richtig gewählt wurde, oder wenn die Höhe des Lichtstrahls nicht richtig eingestellt wurde. Diese Einstellung hängt vom Gewicht des Körpers ab, auch von seiner Form, da sein Reibungswiderstand mit der Umgebungsluft zur Dämpfung eventueller Schwingungen beitragen kann. Die von der Schaltung gelieferte Nutzleistung beträgt etwa 15 W und reicht damit aus, einen Blechkörper von einigen Gramm Gewicht in einer Entfernung von 10 bis 15 mm vom Pol des Elektromagneten freischwebend zu halten. Da die erforderliche Anziehungskraft mit dem Quadrat der Entfernung steigt, ist es recht schwierig, höhere Aufhängungsabstände zu erreichen». Zur Anfertigung des Elektromagneten werden folgende Hinweise gegeben: «Die ... erforderlichen Bleche können einem ausgeschlachteten Netztransformator entnommen werden. Es müssen *E/I*-Bleche sein, benutzt werden nur die *E*-Teile (die Abmessungen des Originalpakets betragen 40 mm × 40 mm × 75 mm, der Wickelraum ist 12,5 mm breit – d. Verf.). Der Wickelkörper wird mit Lackdraht von etwa 0,5 mm Durchmesser vollgewickelt, das ergibt etwa 1 000 Windungen bei einem Kupfergewicht von ungefähr 350 g. Transformatorbleche mit etwas größeren Abmessungen sind ebenfalls verwendbar, bei Verwendung etwas stärkeren Wickeldrahts kann dann sogar ein verbesserter Wirkungsgrad erzielt werden.

Der Nominalwert des Gleichstromwiderstands der Wicklung beträgt 15 Ω. Falls er, durch Unterschiede in den Blechen oder in der Bewicklung, anders ausfallen sollte, kann man durch entsprechend geänderte Wahl der Sekundärspannung des Netztransformators korrigieren. Bei einem Spulenwiderstand zwischen 10 und 12 Ω soll diese Spannung 12 V betragen, dann 15 V bis 17 Ω, weiterhin 18 V bis 25 Ω, danach 21 V bis 36 Ω, schließlich 25 V bis 50 Ω.»

Der Magnet wird durch ein in Bild 23 dargestelltes Gestell getragen, das aus einzelnen Rahmen zu fertigen ist. Es ist Winkeleisen zu verwenden, damit die Unterseite einen Gegenpol zum Magneten darstellt. Damit der freischwebende Körper weiter vom Magneten entfernt erscheint, wurde eine große Eisenmutter unter den Mittelteil des Magneten geklemmt. Die Lampe befindet sich links vorn am Elektromagneten. Der Fototransistor wurde mit einer Anschlußlänge von 15 mm so auf der Leiterplattenrückseite angebracht, daß sein Körper im Spalt zwischen den beiden Trägern erscheint. Der Leistungstransistor wird durch Aufschrauben auf die Träger gekühlt. Der Fototransistor *(TIL 63)* läßt sich durch den *SP 201* ersetzen. Für VT2 *(BC 408)* lassen sich NF-Miniplasttransistoren wie *SC 236* bis *SC 239*, für VT3 *(BC 211)* die Typen *SF 126* bis *SF 129* verwenden.

Zum Vorabgleich der Anordnung: Die C-E-Spannung des *2 N 3055* ist auf 10 V einzustellen (Potentiometer). Dann wird versucht, sie durch Aus-

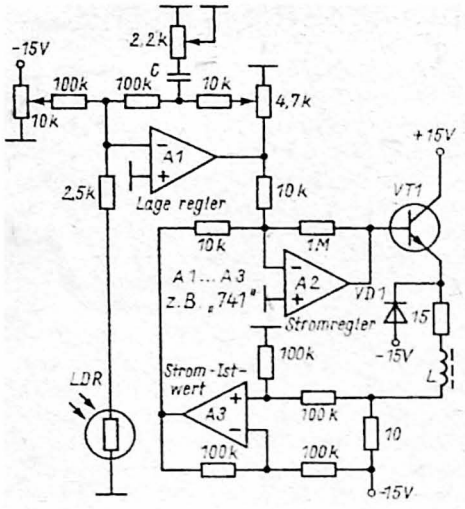


Bild 25
Schaltungsvariante mit OPV zum Erhalt eines schwebenden Körpers

richten des Fototransistors und des Reflektors der Lampe zu verringern. Nach Optimierung der optoelektronischen Übertragungsstrecke wird eine Spannung von 2 V eingestellt.

«Nun kann man versuchen, verschiedene Objekte aus weichmagnetischem Material (Eisenblech) in den Schwebezustand zu bringen. Wenn selbst leichte Körper zu schwer erscheinen, um vom Magneten gehalten zu werden, dann ist die Lampe in eine höhere Stellung zu bringen. Wenn der Körper ins Schwingen gerät, ist zunächst auch die Lampenhöhe zu verändern. Wenn das ohne Resultat bleibt, ist der Versuch mit einer leicht veränderten Einstellung zu wiederholen. Die beste Stabilität wird erhalten, wenn bei Erreichung des Schwebezustands, die Spannung zwischen Emitter und Kollektor etwas weniger als die Hälfte der Betriebsspannung beträgt.» Zu vermeiden sind Körper mit stark glänzenden Oberflächen. Gegen Umlicht besteht wenig Empfindlichkeit. Schwierigkeiten gibt es bei Gegenständen, die kleiner sind als der Reflektor.

Eine mit Operationsverstärkern aufgebaute Regelschaltung zur Kompensation der Erdanziehungskraft wurde [5] entnommen (Bild 25). Der Lageregler mit A1 ist auch in diesem Fall als Proportional-Differential-Regler ausgeführt (*C*, Richtwert 1 µF – d.Verf.). Mit den Potentiometern zum Einstellen der Vorhaltzeit (2,2 kΩ) und der Verstärkung (4,7 kΩ) kann man ihn den Erfordernissen anpassen. Er gibt dem unterlagerten Stromregelkreis den Stromsollwert vor. Bei diesem handelt es sich um einen Proportionalregler mit der festen Verstärkung 100. Er hat die Aufgabe, das Verzögerungsverhalten des Magneten weitgehend zu kompensieren. Seinen Istwert bezieht er vom Widerstand 10 Ω. Da jedoch der Spannungsabfall an diesem Widerstand nicht massebezogen ist, mußte ein Differenzverstärker A 3 in die Schaltung eingefügt werden. Der Leistungsverstärker VT *(BD 675 A,*

2 N 3055) arbeitet in Kollektorschaltung. Die Leistungsdiode VD *(SY 345)* wirkt als Freilaufdiode.

Der Elektromagnet hat die besonders günstige Glockenform. Im Wickelraum befindet sich eine Spule mit 1 800 Wdg., 0,7-mm-CuL-Durchmesser, deren Warmwiderstand etwa 15 Ω beträgt. Der Strombedarf wurde durch eine gesplittete 30-V/1,5-A-Gleichstromquelle gedeckt. Die optische Strecke wurde horizontal angeordnet. Als Fotowiderstand (mit Tubus) dürfte jeder Typ geeignet sein. «Wenn der Regelkreis gut optimiert ist, kann man die Kugel ohne Schwierigkeiten in das Magnetfeld ‹einhängen›. Dort, wo sich auf Grund des eingestellten Sollwerts ihre Ruhelage befindet, rastet sie förmlich ein, als stieße sie gegen eine unsichtbare Wand.»

Literatur

[1] Autorenkollektiv, Bastelbuch für Modellelektronik, Berlin 1970.
[2] F. Pöschl, Eine elektronische Kerze, FUNKAMATEUR 35 (1986), Heft 12, Seite 584.
[3] F. Sichla, Der Timer B 555 D und seine Möglichkeiten der Tonerzeugung, FUNKAMATEUR 35 (1986), Heft 1, Seite 14, Heft 2, Seite 66.
[4] H. Schreiber, Hobby-Schaltungen-Radiopraktikerbücherei, München.
[5] M. Zirpel, Operationsverstärker, (3. Aufl.), München 1981.

Das Haus am Platze

Haus des *Radioklubs der DDR* hatte Jubiläum

Dipl.-Journ. Harry Radke

Funkamateure aus aller Welt und wohl ein jeder der GST hatte schon mit ihnen zu tun, doch die wenigsten wissen von ihnen: *Rosemarie Perner, Y21LO*, und die Nicht-Funkamateurin voller Engagement für die Funkamateure *Renate Hesse*. Beide arbeiten seit nunmehr 25 Jahren im Hause des *Radioklubs der DDR*, sind die guten Seelen des DDR-Amateurfunks. *Rosi* leitet das *Y2*-Diplom-Büro, *Renate* das *Y2*-QSL-Büro.

Eine Arbeit, die Freude bereitet

Anderthalb Millionen ein- und ausgehende QSL-Karten aus allen Kontinenten nimmt *Renate Hesse* in jedem Jahr in die Hände, sortiert und verpackt sie mit beeindruckender Schnelligkeit und Exaktheit und ist dabei die Ruhe selbst. Das muß sie wohl auch, nicht nur, weil die Postberge riesig sind, sondern auch, weil sich auf dem Schreibtisch die ganze Welt einfin-

Bild 1
Rosemarie Perner, Y21LO, leitet seit 25 Jahren das Y2-Diplom-Büro und ist jetzt die dienstälteste Mitarbeiterin im Hause des Radioklubs der DDR

Bild 2
So sieht es bei Renate Hesse im Y2-QSL-Büro täglich aus

det. Da gibt es größere Pakete aus der Sowjetunion, da gibt es dünne Briefe aus und in Richtung Swaziland und Nepal. Zweimal in der Woche geht' zum Postamt – ohne Fahrzeug sind diese Transporte nicht zu bewältigen denn QSL-Karten haben nicht nur ein sportliches Gewicht. «Mir macht di Arbeit Freude, und ich weiß, daß ich mit meiner Arbeit Freude mache. Wie sehnsüchtig wird so manche QSL-Karte erwartet, und deshalb geht es hier bei der Vermittlung zügig», sagt *Renate Hesse*.

Im *Y2*-Diplom-Büro bei *Rosemarie Perner* (sie ist mit dem Mitinitiator des CW-Diploms, *Max, Y21UO*, verheiratet) geht es beim Registrieren, Ausstellen, Versenden, Bearbeiten nicht nur um Schnelligkeit und Exaktheit, sondern auch noch um Attraktivität. Das bezieht sich nicht nur auf *Rosi* selbst, die die dienstälteste Mitarbeiterin im Hause des *Radioklubs der DDR* ist, sondern auch auf die Diplome, die der *Radioklub der DDR* herausgibt. Denn ihre typografische Gestaltung zu beeinflussen, gehört zu den Aufgaben des *Y2*-Diplom-Büros. Wenn *Rosi* gerade auf diesem Gebiet ihrer Tätigkeit mit besonderem Engagement arbeitet, dann vor allem deshalb, weil sie darin «eine bedeutungsvolle nationale und internationale Aufgabe zur Repräsentation des Amateurfunks der DDR» sieht.

Diplomjäger sind Funkamateure mit besonderen Ansprüchen, und zu de-

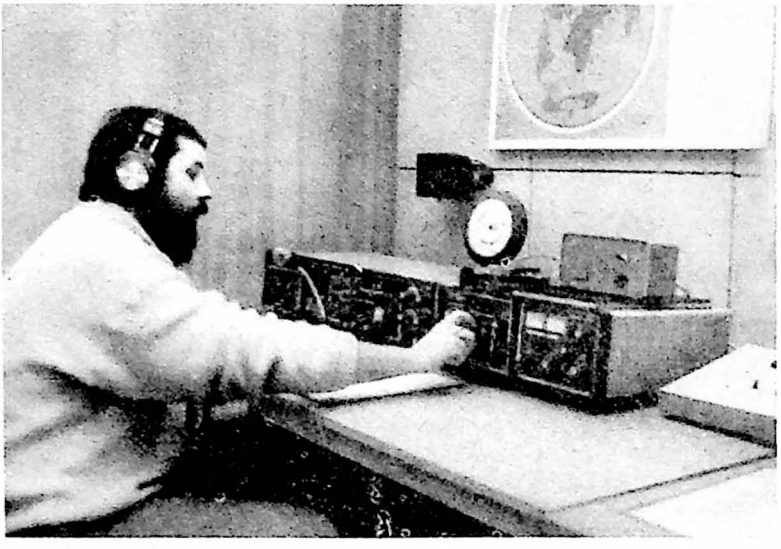
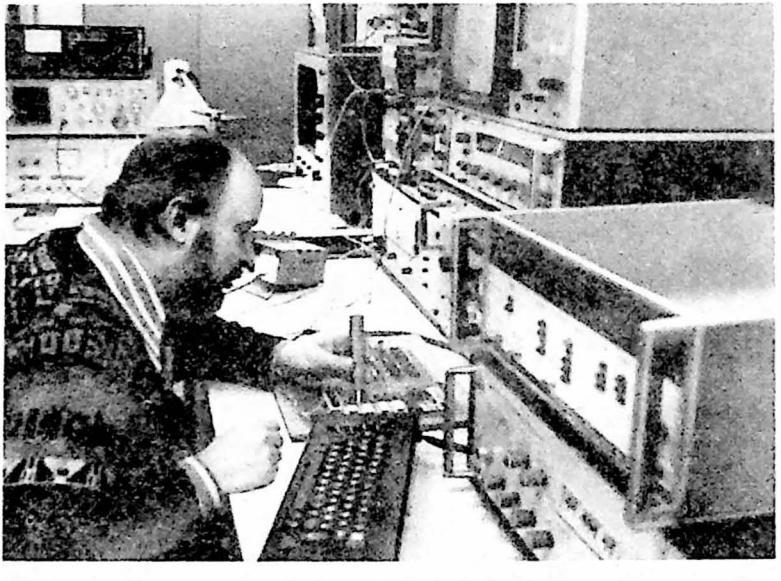


Bild 3 *Der Leiter des Hauses des Radioklubs der DDR, Wolfgang Bedrich, Y25ZO, leitet auch die Zentrale Rundspruchstation des Radioklubs der DDR, Y61Z – hier beim Bestätigungsverkehr an einem UKW-all-mode-Transceiver*

Bild 4 *In dem nachrichtentechnischen Labor im Hause des Radioklubs der DDR. Olaf Hentschel, Y23FO, an «seinem» Amateurfunkcomputer für Y61Z*



nen gehört auch, daß sie auf ein ansprechendes «Gesicht» der Diplome Wert legen – viele Urkunden werden ja zum Raumschmuck (auch *Rosi* hat das *Y2*-Diplom-Büro mit 2 von ihr erworbenen Diplomen geschmückt).

Wie stark das Interesse an einem Diplom sein kann, bewies das mit dem Namen *750 Jahre Berlin – Hauptstadt der DDR, Stadt des Friedens*, das der Magistrat der DDR-Metropole gestiftet hat. Bereits am zweiten Tag des Ausschreibungszeitraums hatten einige Funkamateure, darunter auch aus DX-Ländern, die Bedingungen erfüllt. Mancher Berliner GST-Funkamateur war auf den Amateurfunkbändern so begehrter QSL-Partner, daß 3 QSOs in der Minute zu Anfang des Jubiläumsjahres keine Seltenheit waren.

Im Jahre 1986 kamen von Funkamateuren der GST auf *Rosis* Tisch 1 800 Diplomanträge mit allen nötigen Unterlagen. Zwei Drittel davon waren an Amateurfunkverbände sozialistischer Länder weiterzuleiten. Für Diplome, die der Radioklub der DDR herausgibt, gingen im gleichen Jahr rund 2 000 Anträge ein, sowohl von in- wie auch ausländischen Funkamateuren, darunter solchen aus der UdSSR, Kanada, Frankreich, Indonesien. Außerdem kamen für GST-Funkamateure in diesem Jahr etwa 3 000 Diplome im *Y2*-Diplom-Büro an, die nach Bearbeitung über die Bezirksdiplombearbeiter an die Antragsteller weitergeleitet wurden.

Einen großen Raum in *Rosis* Tätigkeit nimmt die Bearbeitung aller Contesturkunden für in- und ausländische Funkamateure ein. *Rosi* zeichnet auch mitverantwortlich für viele Arbeits- und Hilfsmittel, die der *Radioklub der DDR* unseren Funkamateuren zur Verfügung stellt: die Locator-Karten, die Amateurfunkweltkarte, die Diplomverzeichnisse, die Listen der internationalen QSL-Bearbeiter.

Auch mal individueller Service

Im Hause des *Radioklubs der DDR* hat auch eine kleine, aber leistungsfähige Nachrichtengerätewerkstatt, der seit 1981 ein nachrichtentechnisches Labor angeschlossen ist, ihr Domizil. Hier arbeiten ein Funkmechaniker und ein Mechaniker sowie ein Laboringenieur. Ihre Aufgaben bestehen vor allem in der Instandhaltung von Nachrichtengeräten der GST aller Art – das reicht vom Megafon bis zum Amateurcomputer, und es werden zudem industriell gefertigte Nachrichtengeräte für den Funkamateurgebrauch umgerüstet. Dabei ist vieles an Spezialtechnik für den Amateurfunk zu finden, was kommerziell nicht hergestellt wird. Für diesen speziellen GST-Bedarf an elektronischen und Nachrichtengeräten hat das Labor Entwicklungsaufgaben mit Musterbau zu lösen.

Das betrifft zum Beispiel Geräte zur Überwachung von größeren Funkpeilwettkämpfen, den Neubau von Funkpeilsendetechnik in kleineren Serien sowie von Sende- und Empfangstechnik sowie Hilfsmitteln für den Funkamateur.

In dem Einmann-Labor arbeitet *Olaf Hentschel, Y23FO*, der für viele GST-Funkamateure seit Jahren auch noch individueller Rat- und Tatgeber ist,

und dessen große Hilfsbereitschaft ihm immer wieder die Freizeitstunden schmälert. Doch selbst wenn er hin und wieder aufstöhnt angesichts der Bitten und Hilfeersuchen – für *Olaf* gehören der Erfahrungsaustausch und Hinweise auf Bauanleitungen und Materialquellen noch immer zum *Amateur*funk ...

Seit dem Jahre 1964 arbeitet *Olaf* als Techniker, Funkmechaniker, Ingenieur für Nachrichtentechnik im Hause des *Radioklubs der DDR*. Zwölf Jahre lang leitete er die damalige Nachrichtenwerkstatt. Der Techniker *Olaf Hentschel* hat seine Aufgabe auch immer darin gesehen, die ehrenamtlichen Reparaturkollektive des Nachrichtensports der GST in den Bezirken mit zu unterstützen.

Auf eine Entwicklung im Amateurfunk der GST ist *Olaf* besonders stolz, weil er daran von der Idee bis zur ingenieurtechnischen und materiellen Realisierung durch ehrenamtliche Bau- und Entwicklungskollektive Anteil hat: das Relaisfunkstellennetz des Amateurfunkdienstes der DDR, das innerhalb der vergangenen 10 Jahre entstand. 15 Amateurfunk-Relaisstellen arbeiten gegenwärtig in der DDR, und Funkamateurkollektive begeistern

Bild 5 *Die Entwicklung von ganz spezifischer Nachrichtentechnik für den GST-Bedarf – hier ein Amateurfunkcomputer für Y61Z – gehört zu den Aufgaben des nachrichtentechnischen Labors, das der Nachrichtengerätewerkstatt angeschlossen ist*

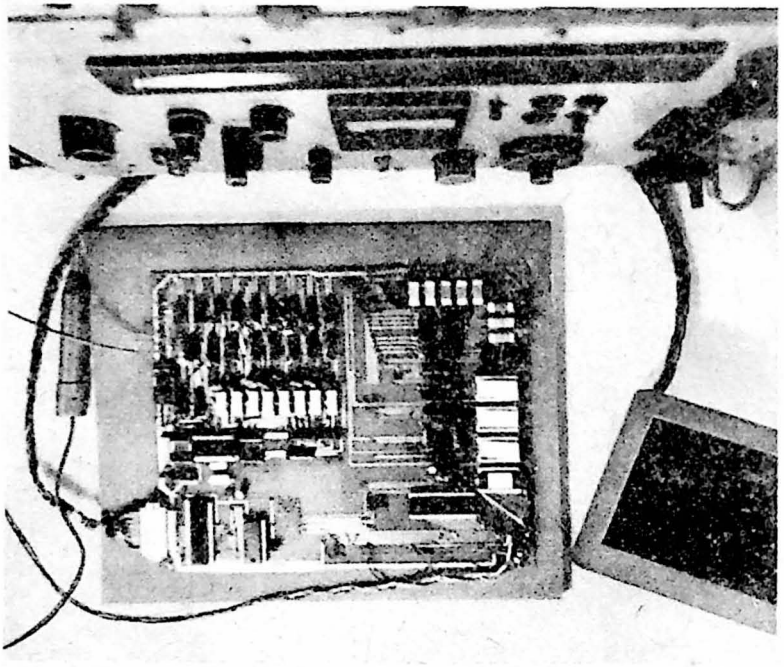


Bild 6
In der Nachrichtengerätewerkstatt im Hause des Radioklubs der DDR. Rolf Kausch, Y23IE, beim Messen einer UFS 601

sich schon für dessen weiteren Ausbau. Seit unterdessen 20 Jahren kennen die Funkamateure der GST *Olaf Hentschel* auch als Sprecher und Operator an der Zentralen Rundspruchstation des *Radioklubs der DDR*, deren Stationsraum sich ebenfalls hier im Hause befindet.

Anziehungspunkt für viele

Das Haus des *Radioklubs der DDR* ist seit nunmehr länger als 25 Jahren der Treffpunkt für Funkamateure der DDR. In diesem Objekt der GST finden regelmäßig Schulungen statt, zum Beispiel die der Bezirks-QSL-, Bezirks-Contest- und der Bezirks-Diplom-Bearbeiter. Das Präsidium des Radioklubs der DDR tagt hier ebenso wie seine Referate. Auch für die Vorsitzenden der Kommissionen Nachrichtensport bei den Bezirksvorständen der GST sowie für ihre Referatsleiter Amateurfunk beispielsweise ist das Haus im traditionsreichen Berliner Arbeiterstadtbezirk Prenzlauer Berg ein Ort für den Erfahrungsaustausch.

Jährlich im November ist das Haus Treffpunkt von GST-Funkamateuren mit besonderen Leistungen – feierlich werden die Sieger und Plazierten der DDR-Meisterschaft im Amateurfunk geehrt.

Auch die Computerspezialisten der GST zieht das Haus des *Radioklubs der DDR* immer mehr an – hier tagt nicht nur die Arbeitsgruppe Mikroelektronik des Präsidiums des *Radioklubs der DDR*, sondern Spezialisten der Mikroelektronik im Amateurfunk veranstalten hier Treffen sowie Software- und Erfahrungsaustausche, und in absehbarer Zeit wird sich diese Tradition auf die Computersportler der GST insgesamt ausdehnen.

Anziehungspunkt ist das Haus – es wurde in den Jahren 1975 bis 1978 von Grund auf rekonstruiert, wobei die rund 10 hauptamtlichen Mitarbeiter einen sehr hohen Anteil an Eigenleistungen erbrachten und sich sowohl deren Arbeits- und Lebensbedingungen als auch die für die Serviceleistungen des Hauses spürbar verbesserten – auch noch auf andere Weise.

Bild 7 Im Funkkabinett im Hause des Radioklubs der DDR üben auch Mitglieder der Grundorganisation der GST, zu der die Klubstation Y31ZO gehört, die Hans-Joachim Sinning (links), auch Y25XO, leitet

Zum einen hat hier eine Grundorganisation der GST ihre Heimat, die sich natürlich dem Nachrichtensport verschrieben hat und zu der die Amateurfunkklubstation *Y31ZO* gehört. Diese wird von *Hans-Joachim Sinning*, auch *Y25XO*, geleitet. Fast 50 Mitglieder gehören zu der Grundorganisation, in der sowohl die Amateurfunkausbildung bis zur Stufe C als auch die Weiterbildung erfahrener Funkamateure für den Erwerb weiterer Genehmigungsklassen gepflegt wird.

Eine Gruppe von Funkamateuren dieser Grundorganisation mit ausgeprägten Contestinteressen hat 1984 begonnen, einen zweiten Standort der Klubstation – am Bezirksausbildungszentrum *Egon Schultz* der Berliner GST-Bezirksorganisation – baulich und technisch herzurichten. Mit dem Blick auf gute Plazierungen bei größeren Contesten wurde dieser am Rande der Stadt gelegene Standort ausgewählt, und die Funkamateure scheuten auch keine Mühen. Eine 2-Element-3-Band-Quad auf einem Gittermast sowie ein Eigenbau-Contestcomputer gehören für sie dazu.

Nicht zu vergessen, daß die jungen Mitglieder dieser Grundorganisation auf sicher einmalige Weise mit der Geschichte des GST-Amateurfunks vertraut werden können, gehören doch solche Funkamateure zur Grundorganisation wie *Karl André, Y21DO, Max Perner, Y21UO, Ulrich Hergett, Y27RO* – der Generalsekretär des *Radioklubs der DDR*.

Zum zweiten ist das Haus jeden 1. und 3. Mittwoch im Monat ab 17.00 Uhr UTC Ausgangs- und Endpunkt des DDR-Rundspruchs des Amateurfunks der GST. Von der Zentralen Rundspruchstation des *Radioklubs der DDR, Y61Z* wird auf dem 80-m-Amateurfunkband sowie über die UKW-Amateurfunkkanäle R4 und R5 der Rundspruch ausgestrahlt sowie der Bestätigungsverkehr abgewickelt. Stationsleiter ist *Wolfgang Bedrich*, auch

Y25ZO, der zugleich der Leiter des Hauses des *Radioklubs der DDR* ist. Sein Name dürfte vielen Nachrichtensportlern der GST und vielen Funkamateuren des Auslands gut bekannt sein, ist er doch seit dem Jahre 1973 erst als SWL, später als Mitbenutzer sehr aktiv. Das Haus in der Berliner Hosemannstraße kennt der jetzt 36jährige spätestens seit 1976 – damals nämlich gehörte er als SWL zu denen, die zur Ehrung der DDR-Meister im Amateurfunk in das Haus eingeladen waren.

Heute ist *Wolfgang* ein begeisterter DX-Funkamateur, und obwohl oder gerade weil er als Leiter des Hauses ein vielbeschäftigter Mann und ein gefragter Gesprächspartner ist, läßt er auf seiner sportlichen Spezialstrecke nichts aus und gibt viele Informationen mit dem *DX-QTC* im FUNKAMATEUR weiter. Das Haus des *Radioklubs der DDR* ist eben für die Belange des Amateurfunks der GST die Adresse ...

Faszination Computer

Jugendneuererkollektiv Krüger des Ausbildungszentrums «Rudolf Egelhofer» bemüht die Unteroffiziersschülerausbildung effektiver und intensiver zu gestalten

Oberstleutnant
Dipl.-Journ. Klaus König

«Genossen Unteroffiziersschüler! Vorliegendes Programm setzt die Kenntnisse über die Trägerfrequenz *P 303* voraus ...»

Ruhig schwingt die Stimme von Kompaniechef *Hauptmann Michael Krüger* durch den Raum. In den Bankreihen, vor Bedienpulten und Bildschirmen, Unteroffiziersschüler der Fachrichtung Nachrichten des Ausbildungszentrums *Rudolf Egelhofer*. Ein Frequenzschema erscheint auf allen Bildschirmen und dem Monitor des Ausbilders zugleich. Dazu verlangt die Frage des Computers nach den Kanalträgern Konzentration.

Was auf diese Weise gegenwärtig in der Fachrichtung Nachrichten des Ausbildungszentrums vorerst noch erprobt wird, ist das Ergebnis einer immer engeren Verbindung von Wissenschaft und Technik im Militärwesen. Ein Weg, Ausbildungsprozesse zu intensivieren, wie von der XIV. Delegiertenkonferenz der Parteiorganisationen in der NVA und den Grenztruppen der DDR gefordert.

Die, die sich dieser Forderung mit Leib und Seele annahmen, sind ein Jugendneuererkollektiv. Kein unbeschriebenes Blatt, wie es so heißt, denn die Ergebnisse ihres Knobelns können sich sehen lassen. Beispielsweise die Wechselsprechanlage auf Netzbasis, ein Kanalsimulator, eine halbautomatische Vermittlung oder auch ihre Schablone zum Auswerten von Leistungskontrollen. Die unterschiedlichsten Diplome erhielten sie für ihre Arbeiten. Die schmücken inzwischen die Wände des Dienstzimmers von *Hauptmann Krüger*, ihrem Leiter. Und sie künden von den Erfolgen. Worüber sie jedoch nichts aussagen, das sind ihre ersten Schritte als Neuerer, ihre Nöte, ihre Mißerfolge. Und auch darüber geben Urkunden und Preise nur bedingt Auskunft: die Mikroelektronik hat sie gepackt – sie sind der Faszination Computer erlegen.

Am Anfang: Spielereien am Computer

Sie, das sind Kompaniechef *Hauptmann Michael Krüger*, Ausbilder *Unterfeldwebel Steffen Otto* und *Unteroffiziersschüler Holger Hemmecke*. 3, die hoch hinaus wollen, die die Leistungsfähigkeit moderner Rechentechnik für intensive und effektive Ausbildung nutzen wollen. Eine ehrgeizige Zielstellung, die sie die völlige Ruhe und die Ungestörtheit lieben läßt – die Nacht. Be-

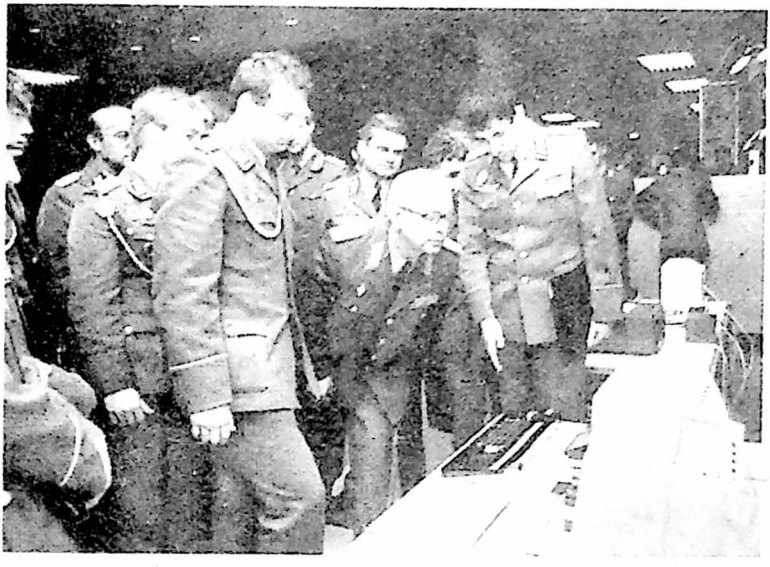


Bild 1 *Zu den interessanten Beispielen der Anwendung von Computern für intensive und effektive Gefechtsausbildung, optimaler Wartung und Instandsetzung sowie rationeller Verwaltungsarbeit auf der XIV. FDJ-Delegiertenkonferenz gehörte auch die rechnergestützte Lehrklasse des Ausbildungszentrums «Rudolf Egelhofer». Generaloberst Horst Brünner (Bildmitte) im Gespräch mit den Vertretern des Jugendneuererkollektives Hauptmann Michael Krüger (r.) mit Gefreiten Torsten Jänsch (l.), Foto: J. Tessmer*

gonnen hat ihre Arbeit eigentlich im Jahre 1984. Da hatte *Hauptmann Michael Krüger* im Rahmen einer Exkursion im VEB Kombinat *Mikroelektronik* Erfurt Gelegenheit, so richtig am Computer zu «spielen». Ein Spiel, das ihn packte. Seither kreisten seine Gedanken immer wieder darum, ihre Möglichkeiten für die Ausbildung zu nutzen. Und weil er ein Mann der Tat ist, mußte als nächstes ein Mikrorechnerbausatz *Z 1013/202* her. Das war natürlich leichter gedacht als realisiert. Es dauerte jedoch nicht lange, schon nach dem nächsten Wochenendurlaub, legte *Hauptmann Krüger* die Leiterplatte nebst dazugehörigen Bausteinen auf seinen Schreibtisch. Das wiederum sprach sich in Bastlerkreisen der Kompanie schnell herum, lockte Interessierte an. Der erste, der neugierig zur Tür herein sah, war *Holger Hemmecke*. Ihm auf dem Fuß folgte *Steffen Otto*. 2, die blieben, sich engagierten. Aus Hartpapier fertigten sie ein Gehäuse für die Bauteile. Mit Metallsäge und Schlüsselfeilen. Sie bestückten die Leiterplatte mit zusätzlichen Bauelementen und erarbeiteten schließlich ihr erstes Programm.

Als dann die Neuererkonferenz des Ausbildungszentrums vor der Tür stand – auf ihr wollten sie ihre Arbeit vorstellen – hatten sie plötzlich Probleme. Der Rechner sagte nämlich keinen Mucks mehr.

Der *Unterfeldwebel* hatte kurz zuvor bei der Verkabelung einer neuen Leiterplatte unsauber gearbeitet. Ein Tropfen Lötzinn war ins Gewirr gefallen, und aus war es. Black out! *Holger Hemmecke* kostete das 35 Stunden mühselige Fummelei, um dem Fehler am Rechner auf die Schliche zu kommen. Mit Oszillograf und TTL-Prüfstift checkte er die 40 Beinchen am Schaltkreis immer wieder durch. Und so manches Mal schimpfte er dabei laut an den Computer gewandt: «Das kannst du doch nicht machen!» Schließlich aber zahlte sich seine Geduld aus, und alles spielte wieder.

Luftschlösser oder Realität?

Beachtung fand ihr Produkt auf jener Neuererkonferenz. Doch auch Skeptiker gab es genug. Zweifler, die zum Beispiel äußerten: «Das ist Spielerei! Computer können nur rechnen! Was soll das in der Ausbildung?»

Entmutigen konnten *Hauptmann Krüger* und seine Mitstreiter solche Äußerungen nicht. Auch nicht die Tatsache, daß so mancher ihrer Wünsche vorerst uneingelöst blieb. Der nach einem festen Arbeitsraum zum Beispiel, nach finanzieller Unterstützung oder auch einfach der, nach einem konkreten Auftrag. Das heißt: was sie, wie, bis wann für intensivere Ausbildung zu entwickeln haben.

Trotz alledem, gleich kühnen Forschern, hatten sie und haben sie noch heute kühne Ideen. Kommen sie bei ihren nächtlichen Basteleien ins Gespräch, ins Fachsimpeln, kommen sie auch ins Schwärmen. Bisweilen sehen sie sich als Ausbilder wie in einem Cockpit oder wie auf einem Befehlsstellwerk stehen. Sie sehen sich Knöpfe drücken, sehen Scharen von Schülern vor Monitoren sitzen und nach ihren Programmen arbeiten. Zukunftsmusik? Luftschlösser? Kaum! *Hauptmann Krüger* und seine Genossen haben die Zeichen der Zeit sehr wohl begriffen. Für sie ist ihre rechnergestützte Lehrklasse keine Utopie, kein Luftschloß, sondern greifbare Realität. Sie haben für die Zukunft konkrete Pläne. Und die sehen ganz genau vor, wie sich ihr liebstes Kind – der Computer – entwickeln soll, entwikkeln im Interesse hoher Kampfkraft und Gefechtsbereitschaft, wie es die XIV. FDJ-Delegiertenkonferenz nachdrücklich forderte. Konkret sieht ihr Entwicklungsplan 4 Stufen vor.

Wachstum – Schritt für Schritt

Die erste: Bau des Herzstückes der Anlage – ein Hartpapier beplankter Kasten voller Mikroelektronik, so klein wie ein flacher Schuhkarton. Der Mikrorechnerbausatz *Z 1013/203* mit erweitertem Grundspeicher, einer großen Tastatur und ergänzt durch zusätzliche Leiterplatten.

Die zweite: Aufbau einer Lehrklasse mit einem Schüler- und einem Lehrerarbeitsplatz. Dazu eine Speichererweiterung.

Die dritte: Aufbau einer Lehrklasse mit 10 und mehr Arbeitsplätzen.

Die vierte: Aufbau einer universellen Lehrklasse – für möglichst alle Fachrichtungen mit vielen und speziellen Programmen.

Bild 2
3, die nicht nur der Faszination Computer erlegen sind, sondern für die Mikroelektronik brennen: Unterfeldwebel Frank Freitag, Hauptmann Michael Krüger und Gefreiter Torsten Jänsch (v. l. n. r.). Foto: K. König

Bild 3
Unteroffiziersschüler Bernd Flemming bei der Arbeit mit dem Programm TFP 303. Foto: K. König

Was kann nun ihre Lehrklasse? Vorläufig kann an 3 Schülerplätzen ausgebildet werden. Hätten sie 10 Fernseher und 10 Tastaturen, wäre das Lernen auch an 10 Plätzen möglich. Einsetzbar ist die rechnergestützte Lehrklasse schon heute für die Richtfunkausbildung, für die Nachrichtengerätelehre, für den Betriebsdienst, für die Hör- und Gebeausbildung und, und, und.

Übrigens hat das Kollektiv auch Programme erstellt, um die Frontplatten von 10 unterschiedlichen Nachrichtengeräten zu simulieren. Die Schüler können auf diese Weise die Inbetriebnahme der Geräte wie an der Originaltechnik erlernen. Der Rechner läßt dabei die bei der jeweiligen Schalterbetätigung zu erwartenden Kontrollampen aufleuchten und die Zeiger ausschlagen. Auch die Fehler registriert er individuell und speichert sie für die Auswertung des Ausbilders.

Wie anfangs schon erwähnt, die 3 Neuerer haben ihren Computer vorerst noch versuchsweise in einer Lehrklasse aufgebaut, oder sie ziehen von Ausstellung zu Ausstellung ...

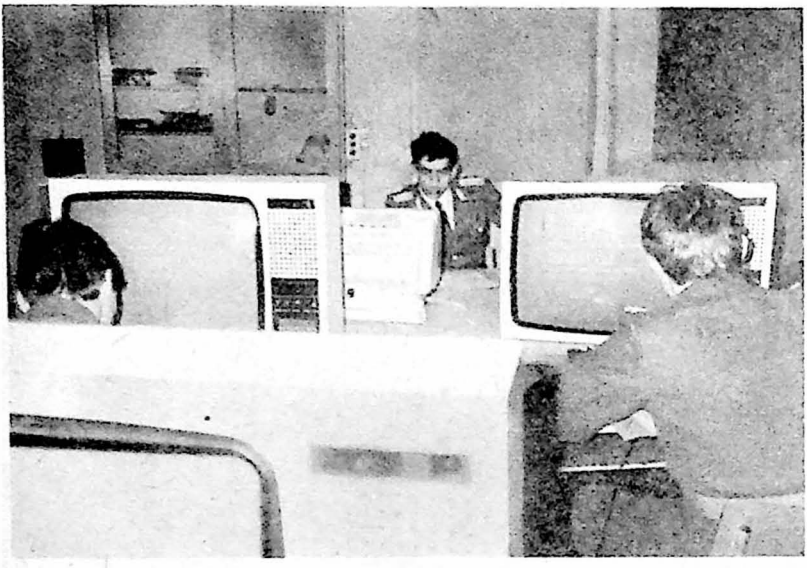


Bild 4 Probeweiser Betrieb der rechnergestützten Lehrklasse mit 3 Arbeitsplätzen sowie einem Monitor für den Ausbilder, Foto: K. König

Ihn offiziell in die Ausbildung zu integrieren, so meinen sie, sei lediglich eine Material- und Zeitfrage. Und weil sie sicher sind, daß der Tag nicht mehr fern ist, an dem die Entscheidung fällt, arbeiten sie fieberhaft an speziellen Programmen – der Software. Nicht nur für die Fachrichtung Nachrichten. Interesse und Aufträge gibt es mittlerweile auch von anderen Fachrichtungen: den mot. Schützen, der Truppenluftabwehr, der Raketen- und Artillerie. Auch schenken sie beim Programmieren der methodisch-pädagogischen Komponente mehr und mehr Aufmerksamkeit. Denn sie stellen in Rechnung, daß der Computer nur kann, was der Mensch ihm eingibt. Also konstruieren und programmieren sie immer wieder. Und das nun schon in 2. Generation.

Computerknobler neuer Generation

Unterfeldwebel Otto und *Unteroffiziersschüler Hemmecke* haben das Neuererkollektiv inzwischen verlassen. Nahtlos hat *Hauptmann Krüger* neue Bastler um sich versammelt: *Unterfeldwebel Frank Freitag* und *Gefreiten Torsten Jänsch. Torsten* ist von Beruf Elektronikfacharbeiter. Seine ersten Kontakte mit der Elektronik knüpfte er schon als Jugendlicher. Fernseher, Lichtorgel, Verstärker, Diskoanlagen waren aus seiner Umgebung nicht wegzudenken. Sein Zimmer glich einer Bastlerstube. Bastler ist er noch heute aus Leiden-

Bild 5
Gefreiter Torsten Jänsch nutzt den Rechner bei Arbeiten an der Vollgrafikplatine als digitales Frequenzmeßgerät. Foto: K. König

Bild 6
Unterfeldwebel Frank Freitag bei Programmierarbeiten mit dem Lerncomputer LC 80. Foto: K. König

schaft und mit Facharbeiterausbildung dazu. Ein Gewinn also, wenn er heute im Jugendneuererkollektiv *Krüger* mitarbeitet. Nur so selbstverständlich war sein Mittun jedoch nicht. Es dauerte, bis er seinen Weg in den Knoblerkeller fand. *Hauptmann Krüger* war es, der ihn 3 Tage vor der *Zentralen Messe der Meister von morgen* in Leipzig überredete, zum Kollektiv zu stoßen und mit zur Ausstellung zu fahren. Um dort unter den vielen Fachleuten zu bestehen, machte er sich mit ihrem Computer bekannt. Er besah Baugruppe für Baugruppe, untersuchte Schaltkreis für Schaltkreis und erkundete die Speicherkapazität. So wußte er schließlich, was der Rechner kann und was er nicht kann.

Zurück aus Leipzig, mit einem Messediplom und einem Beutel Schaltkreisen, stürzte er sich in die Arbeit. Er bestückte als erstes eine Vollgrafikleiterplatte und war fortan im Kollektiv verantwortlich für die Hardware.
Zum Spezialist für die Software avancierte etwa zur gleichen Zeit *Frank Freitag*. Bei Arbeiten am SPW kam *Hauptmann Krüger* mit ihm ins Gespräch und lud ihn zu den Bastelabenden ein. Auch drückte er ihm ein Buch in die Hand: *Mikroprozessortechnik* von *Kieser/Meder*. *Frank Freitag* vertiefte sich noch am Abend darin und beschrieb bis zum Morgen einen halben A4-Block mit Auszügen. Bei ihm hatte der Funke gezündet. Die nächsten Bücher und natürlich entsprechende Aufgabenstellungen des *Hauptmanns* zum Üben ließen dann nicht lange auf sich warten. Er erlernte auf diese Weise inzwischen die Programmiersprache «BASIC» und ist gegenwärtig dabei, auch hinter die Geheimnisse der Maschinensprache zu kommen. Unbedingte Voraussetzung für einen, der wie besessen an der Herstellung der Software arbeitet und darüber sogar die Zeit vergißt.
Tatsache bleibt: Die 3 sind sich einig. Ihre rechnergestützte Lehrklasse kann die Ausbildung intensivieren helfen. Vergleichbare Beispiele belegen, möglicherweise sogar um 50 %. Wie gesagt kann, wenn sie, von der probeweise betriebenen, zur arbeitenden Klasse wird. Nichts wünschen sich *Hauptmann Michael Krüger* und seine Genossen sehnlicher. Nur allzu verständlich, wie es scheint ...

Wußten Sie schon?

Die Bezeichnung Computer entstand aus dem lateinischen Wort putare – schneiden. Daten wurden in der Frühzeit der Menschheit in Hölzer oder Steine geschnitten. Später wurde aus putare computare. Englisch heißt to computare soviel wie rechnen. Rechnen, das weiß heute jeder, können Computer unheimlich schnell. Nicht in Sekunden wird ihre Geschwindigkeit angegeben, sondern in Nanosekunden (milliardstel Sekunden). Und auch das ist inzwischen bekannt. Computer sind nur so schlau, wie der Mensch selber. Sie berechnen, verarbeiten, vergleichen, verdichten und kombinieren alles, was wir exakt in Daten und Zahlen fassen können. Sie konstruieren, rechnen, drucken – bieten neue Lösungsvarianten an.

Gegenwärtig gibt es in der DDR über 25 000 CAD/CAM-Stationen. An ihnen arbeiten mehr als 100 000 Menschen.

(Zitat)
Den Wettlauf mit der Zeit gewinnen, verlangt auch in den Streitkräften die Potenz junger Hoch- und Fachschulabsolventen, ob junger Offizier oder dienender Diplomingenieur, gezielter für die militärtechnische Forschung und Entwicklung, für die Meisterung der Revolution im Militärwesen einzusetzen. Unsere derzeit 63 Jugendforscherkollektive der FDJ sind wahrlich Vorreiter des Neuen – die auf unserer Konferenz ausgestellten Exponate sprechen anschaulich dafür.

(Referat der XIV. Delegiertenkonferenz der FDJ-Organisationen in der NVA und den Grenztruppen der DDR)

(Zitat)

Intensivierung «beginnt mit gründlichem Nachdenken, mit sorgfältiger Analyse der vielfältigen Aufwand-Nutzen-Beziehungen, mit fundierter theoretischer Arbeit und begründeten Entschlüssen. Es gehört zu den wichtigsten Aufgaben aller Chefs, Leiter und Kommandeure, die Schwerpunkte, Formen und Methoden der umfassenden Intensivierung in ihrem Bereich exakt zu bestimmen. Überall werden Ideen und Tatkraft jedes einzelnen gebraucht, gilt es, die Armeeangehörigen, Grenzsoldaten und Zivilbeschäftigten dafür zu begeistern und zu gewinnen, sich mehr Gedanken um die Qualität der eigenen Tätigkeit zu machen und beharrlich nach revolutionierenden Veränderungen zu suchen. Eingeschlossen ist dabei die Aufgabe, die materiellen und finanziellen Fonds sinnvoll und sparsam einzusetzen ...»

(Aus der XIV. SED-Delegiertenkonferenz der Parteiorganisationen in der NVA und den Grenztruppen der DDR)

MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR

Wie in jedem Jahr, lenkte Huggy seinen Flügelschlag gen Leipzig, um sich auf der *29. Zentralen Messe der Meister von morgen* über den Stand von Wissenschaft und Technik, der Anwendung der Schlüsseltechnologien in der Deutschen Demokratischen Republik zu informieren.

In Verwirklichung des *FDJ-Auftrages XI. Parteitag der SED* beteiligten sich über 1 230 000 Jugendliche, 114 390 junge Neuerer mehr als im Vorjahr, an der MMM-Bewegung. Insgesamt arbeiteten 72,2 % aller Jugendlichen in der MMM-Bewegung. Dabei leisteten rund 4 900 Jugendforscherkollektive einen wichtigen Beitrag bei der beschleunigten Anwendung der Schlüsseltechnologien in der Volkswirtschaft. Zum Beispiel wurden in Verwirklichung der Wirtschaftsstrategie der SED 388 CAD/CAM-Lösungen mit hohem ökonomischem Nutzen vorgestellt, die das Wort der Jugend auf dem XI. Parteitag der SED *CAD/CAM-Technik ist FDJ-Technik* bekräftigten. Im Erfinderwettbewerb der Jugend wurden von den 11 975 Erfindern 4 736 Patente angemeldet. Insgesamt wurden 231 992 Aufgaben, über 70 % davon aus den Plänen Wissenschaft und Technik, gelöst. Daraus ergibt sich ein volkswirtschaftlicher Gesamtnutzen von 1,8 Milliarden Mark.

In Anerkennung der Leistungen der jungen Neuerer und Erfinder wurde erstmals ein *Ehrenpreis des Generalsekretärs des ZK der SED und Vorsitzenden des Staatsrates der DDR für hervorragende wissenschaftlich-technische Spitzenleistungen der Jugend* verliehen. Diese hohe Auszeichnung wurde von *Egon Krenz*, Mitglied des Politbüros des ZK der SED, an das Jugendforscherkollektiv *Andrej Sokolov, Jenaer Glaswerk*, Betrieb des Kombinats *Carl Zeiss* Zena, an das Jugendforscherkollektiv der FDJ des VEB *Chemieanlagenbau* Leipzig/Grimma und an das Jugendforscherkollektiv *CMOS-Gate-Array, Zentrum für Forschung und Technologie Mikroelektronik* Dresden, Betrieb des Kombinats *Carl Zeiss* Jena, überreicht. In seinem Schlußwort auf dem Erfahrungsaustausch des Zentralrats der FDJ mit Jugendforscherkollektiven am 9. 11. 86 wies Egon Krenz darauf hin, daß sich die Jugendforscherkollektive der FDJ sehr bewußt den hohen Anforderungen in der qualitativ neuen Etappe der entwickelten sozialistischen Gesellschaft in der DDR stellen. Ihre Arbeitsergebnisse würden immer mehr zu einem Qualitätssiegel der wissenschaftlich-technischen Entwicklung in der DDR. Es sei beeindruckend gewesen mitzuerleben, wie die Mitglieder der Jugendforscherkollektive ihre zielstrebige Arbeit als persönlichen Beitrag im Kampf um den

Frieden verstehen. Diese Haltung habe angesichts des harten internationalen Kampfes um jede wissenschaftlich-technische Spitzenleistung mit hohem ökonomischem Effekt um so mehr Bedeutung, da im Sozialismus die Entwicklung der Produktivkräfte ausschließlich der Sicherung einer friedlichen Gegenwart und Zukunft diene (nach Junge Welt, Nr. 265 B, vom 10. 11. 86).

Die Neuerer, Rationalisatoren und Erfinder der Nationalen Volksarmee, der Grenztruppen der DDR und der Zivilverteidigung waren in diesem Jahr mit einem repräsentativen Ausstellungsteil auf der großen Lehr- und Leistungsschau der Jugend unseres Landes vertreten. Anschaulich demonstrierten sie, wie sie mit Schöpfertum und Initiative ihren persönlichen Beitrag unter der Losung *Soldatentat XI. Parteitag. Jederzeit gefechtsbereit für Frieden und Sozialismus!* zur Erhöhung der Gefechtsbereitschaft leisten, um damit «dem Wesen unserer Gesellschaftsordnung» zu entsprechen, «daß all unser Tun dem Frieden verpflichtet ist und wir unter friedlichen Bedingungen die Voraussetzungen schaffen, den Sozialismus jederzeit erfolgreich zu verteidigen» (E. Honecker auf der Beratung des Sekretariats des ZK der SED mit den 1. Sekretären der Kreisleitungen am 6. 2. 87).

Von dem Neuererkollektiv *Winges* wurde z. B. in nur 10 Monaten ein universeller Störkomplex für die Ausbildung und das Training von Bedienungen funkelektronischer Mittel der Truppenluftabwehr mit einer Kosteneinsparung von mehr als 800 000 M je Ausbildungsjahr entwickelt.

Das Jugendforscherkollektiv unter der Leitung von *Leutnant Lutz Walter* stellte eine Lehrklasse für rechnergestützte Nachrichtenbetriebsausbildung vor, mit der die Anwendung von Schlüsseltechnologien zur Intensivierung der Gefechtsausbildung und der Rationalisierung der Wartung und Instandsetzung demonstriert wird.

Bei 36 der verdienstvollen Neuerer- und Jugendkollektive wurden di Leistungen mit der *Medaille für hervorragende Leistungen in der MMM-Bewegung*, mit einer Urkunde der *29. Zentralen Messe der Meister von morgen* und mit dem Titel *Bestes Neuererkollektiv* geehrt. Darüber hinaus erhielten das Jugendneuererkollektiv *Heese* den *Ehrenpokal des Ministers für Nationale Verteidigung* und das Neuererkollektiv *Winges* den Preis der Zeitschrift *Ausbilder*.

Nachstehend nun wieder eine kleine Auswahl von Exponaten sowie die Anschriften der Dienststellen, die Nachnutzern von Neuerervorschlägen weitere Auskünfte erteilen. Dabei ist unbedingt zu beachten, daß Dienststelle und Registriernummer des entsprechenden Neuerervorschlags übereinstimmen.

Nationale Volksarmee
Postfach 13 313/H
Leipzig
7022
Registriernummern 10 000 bis 19 999 und 73 900 bis 74 899

Nationale Volksarmee
Postfach 15 513/V
Neubrandenburg
2040
Registriernummern 20 000 bis 29 999

Nationale Volksarmee
Postfach 14 413/6
Strausberg
1260
Registriernummern 30 000 bis 39 999

Nationale Volksarmee
Postfach 18 815/B
Rostock
2500
Registriernummern 40 000 bis 49 999

Grenztruppen der DDR
Postfach 16 613 N
Königs Wusterhausen
1600
Registriernummern 50 000 bis 69 999

Nationale Volksarmee
Postfach 11 113 A
Wildpark-West/Potsdam
1501
Registriernummern 70 000 bis 70 999 und 75 000 bis 76 999

Nationale Volksarmee
Postfach 98 421
Strausberg
1260
Alle übrigen Registriernummern

Ausgewählte Exponate

1. Lehrklasse für rechnergestützte Nachrichtenbetriebsausbildung (Bild 1, Reg.-Nr.: 70 503/86)
   Jugendforscherkollektiv: *Leutnant Walter, Lutz*
   Rechnergestützte Durchführung der Hör- und Gebeausbildung. Jeder Schülerplatz (maximal 32) kann als Funker-, Fernschreiber- oder Funk/Fernschreiberarbeitsplatz genutzt werden. Intensivierung der Ausbildung. Patentanmeldung.

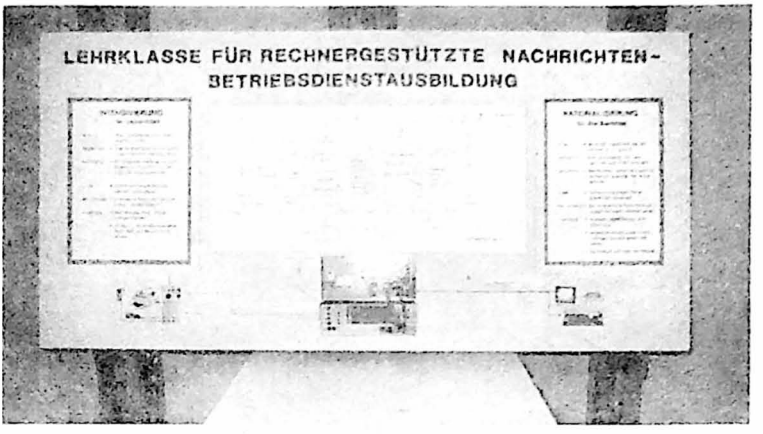


Bild 1 Lehrklasse für rechnergestützte Nachrichtenbetriebsausbildung

2. Prüfgerät FU-/FI-Schutzschalter (Bild 2, Reg.-Nr.: 29 153/86)
Jugendneuererkollektiv: *Zivilbeschäftigter Grossmann, Bodo*
Zur Revision und Instandsetzung von Fehlerspannungs- und Fehlerstromschutzschaltern geeignet. Ohne Meßschaltung kann in kürzester Zeit die Auslösespannung bzw. der Auslösestrom der Schalter festgestellt werden. Einsparung von etwa 50 % der notwendigen Arbeitszeit.

Bild 2
Prüfgerät FU-/FI-Schutzschalter

3. Rechnergestützte Diagnose an Funktionsgruppen (Bild 3, Reg.-Nr.: 38 372/86)
Jugendneuererkollektiv: *Oberstleutnant Urbschat, Manfred*
Beispiellösung für die rechnergestützte Funktions- und Fehlerdiagnose an Leiterplatten mit Rechner *KC 85/1* und *Polycomputer PC 880*. Senkung der notwendigen Instandsetzungszeiten um 50 bis 80 %.

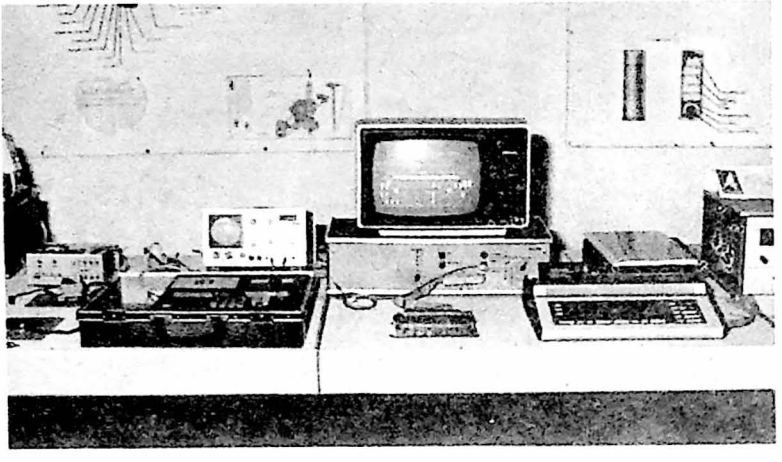
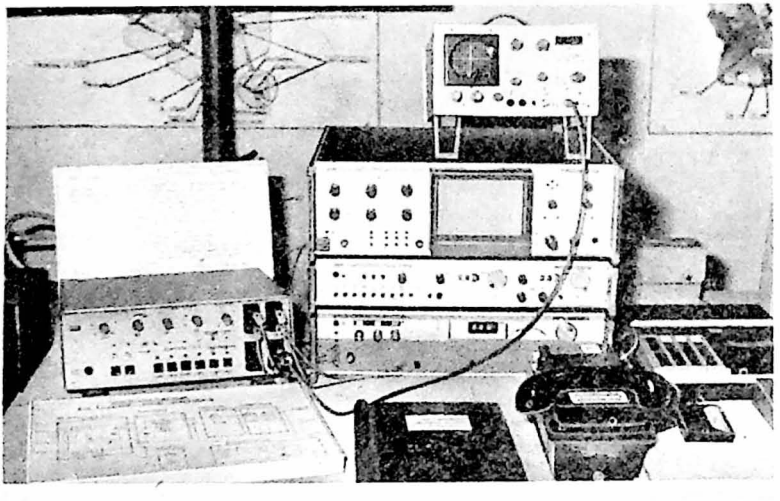


Bild 3 Rechnergestützte Diagnose an Funktionsgruppen

Bild 4 Endstellenkanalsimulator



4. Endstellenkanalsimulator (Bild 4, Reg.-Nr.: 02/85)
Neuererkollektiv: *Oberstleutnant Mohring, Volker*
Automatische Überwachung und Kontrolle von 4-Draht-Fernsprechkanälen. Einsetzbar als autonomer Antwortgeber, zur Kanalnachbildung oder als Pegelsender.

5. Erhaltungsladegerät für Akkumulatoren (Reg.-Nr.: 21 206/86)
Jugendneuererkollektiv: *Major Thiemann, Jürgen*
Das Gerät ermöglicht es, die volle Kapazität der Akkumulatoren vom Typ *AE-25* und *2 NKBN-1,5* zu erhalten. Es arbeitet automatisch. Eine ständige Kontrolle der Batterien auf Überladung entfällt. Durch dieses Gerät wird eine ständige Gefechtsbereitschaft der entsprechenden Geräte gewährleistet.

6. Rationalisierungsmittel für die Wartung und Instandsetzung Richtfunkstelle R 404 M3/R 414 (Reg.-Nr.: 05/85)
Neuererkollektiv: *Stabsfeldwebel Baum, Ralf*
Mit den Rationalisierungsmitteln werden Wartung und Instandsetzung von Baugruppen und Einschüben in kürzester Zeit mit erhöhter Sicherheit durchgeführt. Dadurch ergibt sich eine schnellere Wiederherstellung der Einsatz- und Gefechtsbereitschaft, mit einer zusätzlichen Einsparung von Kraftstoff.

7. Demonstrationsmodell elektronische Fernschreibmaschine *F 130* (Reg.-Nr.: 70 548/84)
Jugendforscherkollektiv: *Oberst Kösling, Heinz*
Das Demonstrationsmodell der Fernschreibmaschine ist als Lehr- und Lernmittel für die Ausbildung entwickelt worden. Es ermöglicht die anschauliche Darstellung der Funktion einer elektronischen Fernschreibmaschine. Im Original ablaufende Vorgänge werden zeitlich gedehnt dargestellt. Durch dieses Demonstrationsmodell lassen sich Anschaulichkeit und Effektivität der Ausbildung erhöhen.

Huggy an seine Leser

Huggy bittet den nebenstehenden Fragespiegel auf eine Postkarte zu kleben und mit den entsprechenden Kreuzchen versehen bis zum 31.3.1988 (Datum des Poststempels) an folgende Anschrift zu senden (bitte Alter und Beruf angeben):

DRUCKSACHE

Militärverlag der DDR
Abteilung Technische Amateurliteratur

Storkower Straße 158

Berlin
1055

Es werden wertvolle Preise verlost!

Das möchte ich im Elektronischen Jahrbuch lesen:

Aktuelle Themen
- Wirtschaftspolitik ☐
- Elektronik im Militärwesen ☐
- GST-Nachrichtenausbildung ☐
- Imperialismus-auseinandersetzung ☐
- Geschichte der Elektronik ☐

Neue Entwicklungen
- Rundfunk/Fernsehen ☐
- Kommunikationstechnik ☐
- Informationstechnik ☐
- Computertechnik ☐
- Robotertechnik ☐
- BMSR-Technik ☐
- Elektronik im Haushalt ☐

Neue Bauelemente
- Entwicklungstendenzen ☐
- Einsatzbeispiele ☐
- Datenmaterial ☐

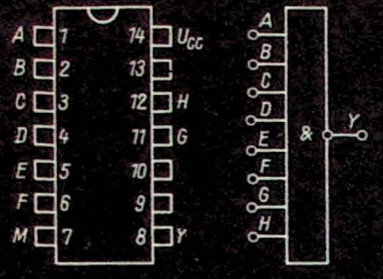
Computersport
- Computer-Hardware ☐
- Computer-Software ☐
- Tips für Computersport ☐

Amateurfunktechnik
- KW-Empfänger ☐
- UKW/UHF-Empfänger ☐
- KW-Sender ☐
- UKW/UHF-Sender ☐
- Betriebspraxis ☐
- Antennenpraxis ☐
- Meßpraxis ☐
- Funkpeilpraxis ☐
- RTTY/SSTV ☐
- Auslands-Schaltungen ☐

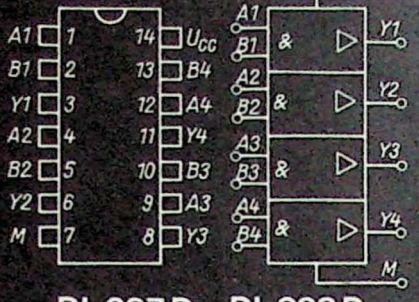
Elektronik-Bauanleitungen
- Anfängerschaltungen ☐
- Stromversorgung ☐
- NF-Verstärkerpraxis ☐
- Elektronische Musik ☐
- Magnetbandtechnik ☐
- Rundfunktechnik ☐
- Meßpraxis ☐
- Elektronik, allgemein ☐
- Haushalt-Elektronik ☐
- Autoelektronik ☐
- Fotoelektronik ☐
- Fernsteuertechnik ☐
- Auslands-Schaltungen ☐

Allgemeines
- Wir klären Begriffe ☐
- Kleines Lexikon ☐
- Neues von Huggy ☐
- Tabellenanhang ☐
- Tips und Kniffe ☐
- Elektronik-Splitter ☐

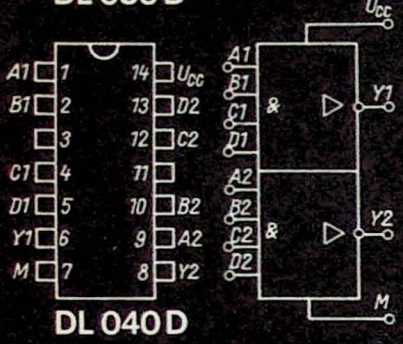
TTL-Low-Power-Schottky-IS



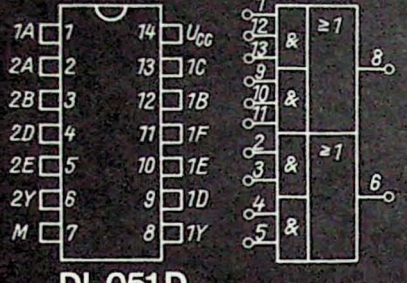
DL 030 D



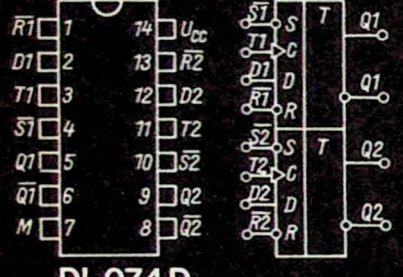
DL 037 D DL 038 D



DL 040 D

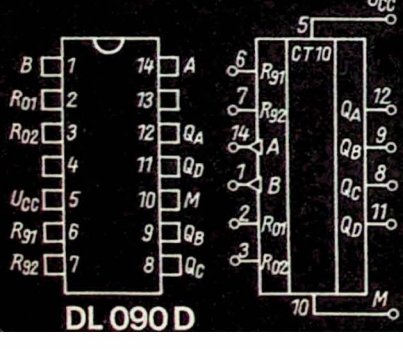


DL 051 D

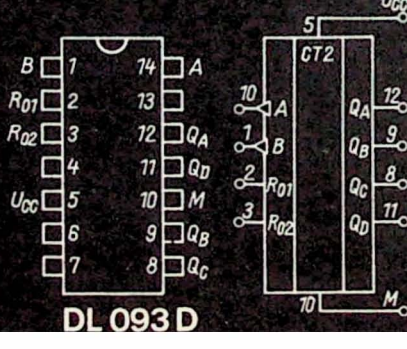


DL 074 D

DL 086 D

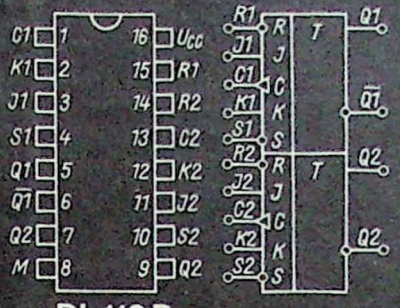


DL 090 D

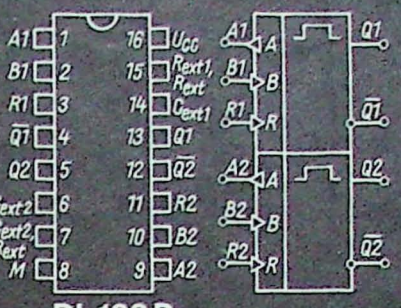


DL 093 D

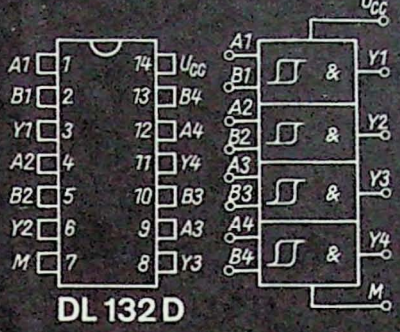
TTL-Low-Power-Schottky-IS



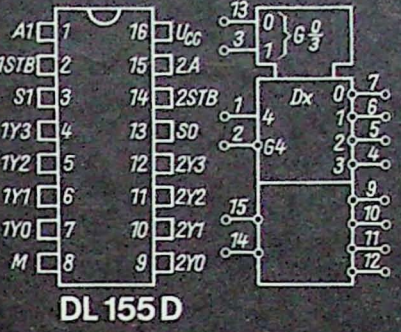
DL 112 D



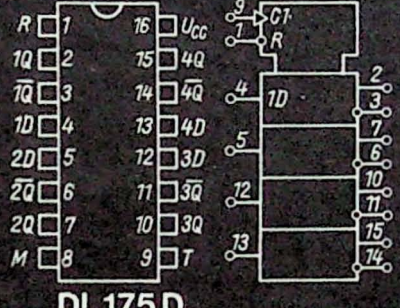
DL 123 D



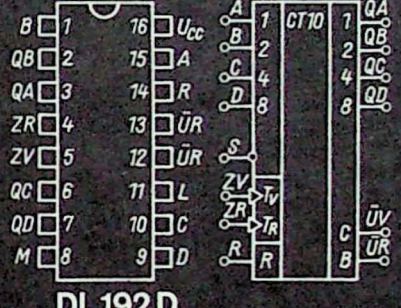
DL 132 D



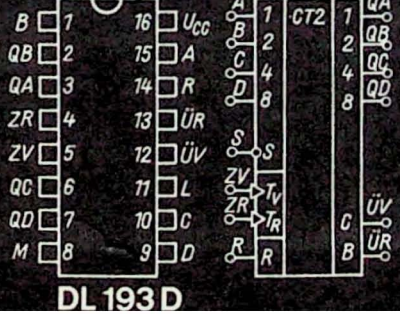
DL 155 D



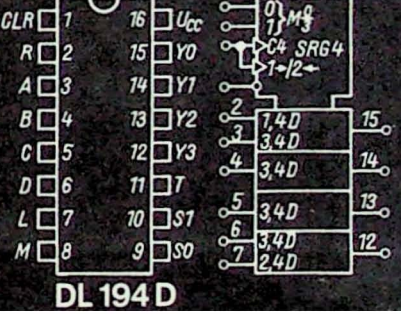
DL 175 D



DL 192 D



DL 193 D



DL 194 D